К.П. ХАРЧЕНКО



АНТЕННЫ ВЕРТИКАЛЬНОЙ ПОЛЯРИЗАЦИИ

E
E
на ТШ

ББК 32.845
Х20
УДК 621.396.67

Харченко К. П.

Х20 Антенны вертикальной поляризации. — М.: Радио и связь, 1984. — 48 с., ил. — Массовая радиобиблиотека. Вып. 1072.

25 к.

Рассмотрены некоторые вопросы распространения радиоволн вертикальной поляризации, даны общие характеристики антенн, их параметры и основные определения, необходимые для восприятия материала, описаны методы питания антенн вертикальной поляризации, приведены конструкции, параметры и характеристики слабонаправленных и направленных антенн вертикальной поляризации.
Для подготовленных радиолюбителей.

Х $\frac{2402020000-043}{046(01)-84}$ 98—84 **ББК 32.845**
6Ф2.12

РЕЦЕНЗЕНТ канд. техн. наук Л. М. КАПЧИНСКИЙ

Редакция литературы по электронной технике

ПРЕДИСЛОВИЕ

С созданием в нашей стране телевизионных передающих центров, излучающих электромагнитные волны с вертикальной поляризацией, возникла необходимость в антеннах вертикальной поляризации. По сравнению с хорошо изученными и освоенными в телевидении антеннами горизонтальной поляризации они практически не известны большинству радиолюбителей.

В связи с этим возникает необходимость в пояснении тех особенностей, которыми отличаются антенны одной поляризации от другой. Здесь в первую очередь надо отметить влияние земли на диаграммы направленности антенн, способы питания антенн (особенно несимметричных) коаксиальным кабелем, варианты конструкций антенн вертикальной поляризации достаточно простых и эффективных для использования в условиях любительской практики.

Немаловажным представляется и тот факт, что условия приема (и трансляции) телепередач по стране весьма и весьма различны, а следовательно, надо предусмотреть возможно больший набор конструкций, способных в этих условиях работать.

В первую очередь здесь имеются в виду различия в дальностях трасс «телецентр — телевизор», а также различия в числе одновременно передаваемых сигналов, их частот и поляризаций. Поэтому в книге рассмотрены как простые слабо направленные антенны, так и более сложные — умеренно направленные, как резонансные, так и диапазонные.

С учетом интересов радиолюбителя уделено внимание основным закономерностям, определениям и понятиям, присущим антенно-фидерным устройствам, без которых нельзя вести изложение специальных вопросов. Автор стремился объяснить принцип действия некоторых типов антенн, показать характер изменения значений параметров антенны при изменении размеров ее элементов, обратить внимание читателя на некоторые «тонкости» практического выполнения излучателей, системы питания и т. п. Такой подход к изложению материала, наряду с использованием в основном оригинальных экспериментальных данных, рисунков и графиков, позволит читателю, по мнению автора, творчески подходить к выбору типа антенны, ее элементов и конструкции в целом.

Отзывы и замечания по книге просим направлять по адресу: 101000, Москва, Почтамт, а/я 693, Массовая радиобиблиотека.

Автор

ОСОБЕННОСТИ РАСПРОСТРАНЕНИЯ РАДИОВОЛН ВЕРТИКАЛЬНОЙ ПОЛЯРИЗАЦИИ

НЕКОТОРЫЕ ВОПРОСЫ РАСПРОСТРАНЕНИЯ РАДИОВОЛН

Электромагнитная волна, излученная антенной в пространство, не обменивается энергией с ее источником, не направляется какими-либо линиями передачи (фидерами) и распространяется с конечной скоростью в пространстве.

Свободно распространяющиеся электромагнитные волны называются радиоволнами. Их используют в радиотехнике для передачи сообщений. Волны в диапазоне от 10 до 1 м часто объединяют под одним общим названием — ультракороткие волны (УКВ). Дальнейшее изложение вопросов в основном будет относиться к этому участку электромагнитного спектра.

Для излучения и приема радиоволн применяют специальные устройства, называемые антеннами. Передающая антенна преобразует энергию токов высокой частоты, вырабатываемых передатчиком, в энергию свободных радиоволн и распределяет ее определенным образом в пространстве. Приемная антенна преобразует энергию свободных радиоволн, приходящих с определенных по отношению к ней направлений, в энергию токов высокой частоты на входных элементах приемного устройства.

Радиопередатчик с антенной, среда распространения радиоволн и радиоприемник с антенной образуют систему радиосвязи (радиолинию). Связующим элементом здесь является среда, область пространства (радиотрасса), в которой происходит распространение радиоволн.

Наряду с полезным сигналом на приемную антенну могут воздействовать посторонние сигналы — помехи. Надежность прохождения радиоволн, несущих полезный сигнал, на пути от передающей до приемной антенн определяет устойчивость работы радиолинии.

Радиоволны могут распространяться в атмосфере, вдоль поверхности земли, в толще Земли и космосе. В однородной (или слабо неоднородной) среде радиоволны распространяются по прямолинейным (или почти по прямолинейным) траекториям. Это прямые радиоволны. С их помощью можно осуществить радиосвязь лишь при наличии прямой геометрической видимости между антеннами корреспондентов.

Дальность прямой видимости ограничена сферичностью земли и неровностями ее рельефа. В отсутствие прямой видимости радиоволны попадают в пункт приема вследствие дифракции, отражения и рассеяния радиоволн. Эти явления обусловлены влиянием поверхности земли, неоднородностями тропосферы и ионосферы.

На пути движения волны происходит поглощение ее энергии в полупроводящей земле. К этому добавляется ослабление волны за счет дифракции, вызванной наличием препятствий на пути ее распространения.

В диапазоне УКВ для уменьшения потерь в земле и увеличения дальности прямой видимости антенны устанавливают на опорах (мачтах). На дальность распространения УКВ оказывает влияние тропосфера. При некоторых метеорологических условиях возникают области, обеспечивающие распространение УКВ на значительные расстояния.

Условия распространения радиоволн, наличие помех, мощность передатчика, эффективность антенн, качество фидеров и т. п. определяют надежность работы радиолинии и делают задачу многопараметрической.

МНОЖИТЕЛЬ ОСЛАБЛЕНИЯ И ОСНОВНОЕ УРАВНЕНИЕ РАДИОПЕРЕДАЧИ

В свободном пространстве радиоволны, излученные антенной, имеют сферическую расходимость. Вследствие этого электрическая напряженность поля E убывает обратно пропорционально расстоянию r от антенны.

Ненаправленная антенна, которая излучает мощность P_{Σ_0} равномерно во все стороны (изотропный излучатель), создает на расстоянии r плотность потока энергии, характеризуемого Пойнтинга вектором:

$$\mathbf{\Pi}=P_{\Sigma_0}/4\pi r^2, \qquad (1)$$

где $\pi=3{,}14$ ... Знаменатель этого выражения численно представляет собой площадь сферы, через которую проходит поток энергии излученных волн.

Вектор $\mathbf{\Pi}$ связан с действующим значением напряженности поля E линейной поляризации соотношением

$$\mathbf{\Pi}=E^2/120\pi. \qquad (2)$$

Отсюда нетрудно видеть, что напряженность поля можно выразить как

$$E=\sqrt{30P_{\Sigma_0}}/r. \qquad (3)$$

Любая реальная антенна имеет направленные свойства. Она излучает энергию неравномерно. Направленность излучения любой антенны в дальней зоне описывается зависимостью напряженности поля от угловых координат θ, φ при постоянном расстоянии. Эта зависимость называется характеристикой направленности $f(\theta, \varphi)$, где θ — полярный угол, а φ — азимутальный.

Благодаря меньшему расходу энергии на излучение в боковые лепестки диаграммы направленности, направленная антенна создает в главном лепестке на расстоянии r такую же напряженность поля, что и ненаправленная, излучая при этом мощность P_Σ меньшую, чем P_{Σ_0}. Отношение

$$D=P_{\Sigma_0}/P_\Sigma \qquad (4)$$

называется коэффициентом направленного действия (к.н.д.) данной антенны. Таким образом, направленная антенна создает в направлении максимума излучения такую же напряженность поля, что и ненаправленная при большем уровне мощности $P_{\Sigma_0}=P_\Sigma D$. Поэтому

$$E=\sqrt{30P_\Sigma D}/r. \qquad (5)$$

Мощность излучения P_Σ связана с подводимой к антенне мощностью $P_{\text{А}}$ соотношением

$$P_\Sigma=P_{\text{а}}\eta_{\text{а}}, \qquad (6)$$

где η_a — к.п.д. антенны, определяющий эффективность преобразования энергии высокочастотных токов в энергию радиоволн и обратно.

Для одновременного учета потерь в антенне и выигрыша по мощности при направленном излучении служит коэффициент усиления антенны. Он определяется выражением

$$G = D\eta_a. \tag{7}$$

Так как $P_\Sigma D = P_a\eta_a D = P_a G$, то выражение (5) примет вид

$$E = \sqrt{30P_aG}/r. \tag{8}$$

В реальных условиях радиоволны при распространении испытывают более сильное затухание, чем то, которое существует в свободном пространстве. Для учета этого затухания вводят множитель ослабления $F(r) = E/E_{св}$, который характеризует отношение напряженности поля для реальных условий, к напряженности поля свободного пространства при равных расстояниях, одинаковых антеннах, одинаковых подводимых к ним мощностях и т. п. или, как говорят, при прочих равных условиях.

С помощью множителя ослабления напряженность поля, создаваемая передающей антенной в реальных условиях на расстоянии r, может быть выражена как

$$E = E_{св}F = (\sqrt{30P_aG}/r)F(r). \tag{9}$$

Приемная антенна преобразует падающую на нее электромагнитную волну в электрический сигнал. Количественно это характеризуют эффективной площадью ($S_{эфф}$) антенны. Эффективная площадь антенны соответствует той площади фронта волны, из которой поглощается вся содержащаяся в ней энергия. С к.н.д. эта площадь связана соотношением

$$S_{эфф} = D\lambda^2/4\pi. \tag{10}$$

Изложенное выше позволяет написать уравнение радиопередачи, которое связывает параметры аппаратуры связи и антенн и определяет уровень сигнала на трассе: при мощности передатчика P_1 мощность P_2 сигнала на входе приемника будет равна

$$P_2 = P_1\eta_1\eta_2G_1G_2(\lambda F/4\pi r)^2, \tag{11}$$

где η_1 и η_2 — к.п.д. передающего и приемного фидеров; G_1 и G_2 — коэффициенты усиления передающей и приемной антенн; λ — длина волны излучения. Множитель, заключенный в скобки, определяет основные потери при распространении радиоволн (основные потери передачи).

Выражение (11) предполагает, что антенна согласована с фидером, а фидер с приемником (передатчиком). Кроме этого, антенна согласована по поляризации с полем сигнала. В дальнейшем эти вопросы будут рассмотрены более детально.

Уравнение радиопередачи позволяет произвести расчет радиолинии. Например, зная необходимую мощность на входе приемника (телевизора), мощность передатчика, параметры передающей антенны и питающего ее фидера, затухание на трассе, можно определить необходимый коэффициент усиления приемной антенны, что позволит затем выбрать тип антенны и определить ее размеры.

РАСПРОСТРАНЕНИЕ РАДИОВОЛН ВДОЛЬ ПОВЕРХНОСТИ ЗЕМЛИ

При распространении радиоволн в свободном пространстве влияние его различных областей на процесс передачи электромагнитной энергии различно. На распространение радиоволн между пунктами передачи и приема основное влияние оказывает область пространства, примыкающая к линии кратчайшего расстояния между ними.

С помощью принципа Гюйгенса—Френеля определена область, существенная для распространения радиоволн. Наглядно представить ее можно, воспользовавшись понятием зон Френеля. На рис. 1 показана схематично трасса длиной r между передающей A и приемной $Б$ антеннами. Если линию $АБ$ пересечь плоской поверхностью S, перпендикулярной $АБ$, то на этой поверхности можно выделить кольцевые участки *1*, *2*, *3* и т. д., на которых фаза поля будет отличаться не более чем на 180°. Эти участки и есть зоны Френеля. В точке приема $Б$ соседние зоны Френеля создают противофазные поля. Если перемещать плоскость S вдоль линии $АБ$, то зоны Френеля опишут поверхности эллипсоидов вращения, образуя пространственные зоны Френеля.

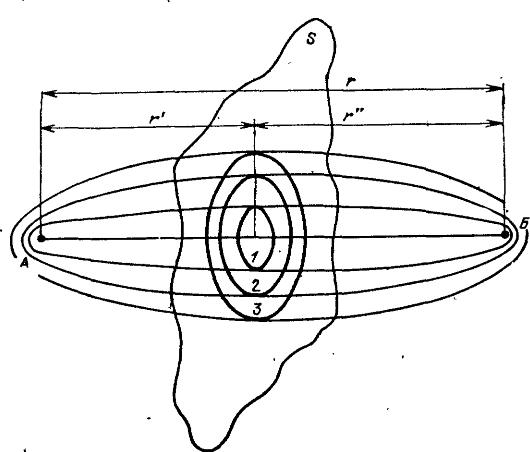


Рис. 1. Образование зон Френеля

Вследствие взаимной компенсации противофазных полей соседних зон Френеля, в точке $Б$ остается действие, эквивалентное лишь действию волн, проходящих в пределах 1/3 первой зоны Френеля, на участке с радиусом

$$\rho_c = \sqrt{\lambda r' r''/3r}. \quad (12)$$

Эта величина имеет важное значение, так как она определяет размеры области, существенной для распространения радиоволн при наличии на трассе препятствий, например в виде полуплоскости.

Как видно, ρ_c, а с ним и площадь существенной для распространения радиоволн области зависят от длины волны и от того места на трассе, которое она занимает. Максимальный радиус получается на середине трассы

$$\rho_{c\,max} = \sqrt{\lambda r/12}.$$

Для небольших расстояний $r_{км} < 20\sqrt[3]{\lambda_м}$ поверхность земли можно считать плоской. Когда высоты расположения антенн оказываются небольшими (порядка длины волны) излучаемые передающей антенной волны поглощаются на всем пути. Потери энергии частично восполняются ее притоком из верхних участков фронта волны.

Аналитическое выражение для множителя ослабления поля земной волны включает в себя параметры радиолиний: длину трассы r, длину волны излучения λ, а также параметры почвы: относительную диэлектрическую проницаемость ε и проводимость σ.

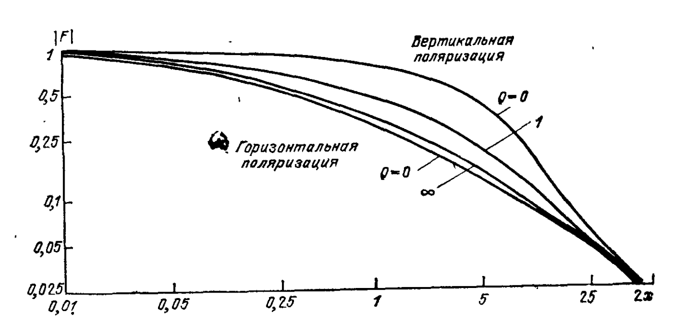


Рис. 2. Зависимость множителя ослабления от численного расстояния

Модули множителя ослабления $|F|$ земной волны для двух поляризаций вертикальной и (для сопоставления) горизонтальной и ряда значений параметра $Q=\varepsilon/60\lambda\sigma$ приведены на рис. 2 в логарифмическом масштабе. Здесь по оси абсцисс отложен удвоенный модуль так называемого численного расстояния:

$$2x = \frac{2\pi r}{\lambda} \frac{1}{\sqrt{\varepsilon^2 + (60\lambda\sigma)^2}} \text{ — для вертикальной;}$$

$$2x = \frac{2\pi r}{\lambda} \sqrt{\varepsilon^2 + (60\lambda\sigma)^2} \text{ — для горизонтальной поляризации.}$$

Как видно из графика, при малых значениях $2x$ кривые приближаются к значению $|F|=1$, т. е. поле земной волны убывает примерно по закону обратной пропорциональности от расстояния [см. (9)].

Для $2x>50$ множитель ослабления принимает вид: $|F|=1/2x$. Это выражение было впервые получено академиком Шулейкиным М. В. Тем самым для больших численных расстояний напряженность поля земной волны убывает значительно сильнее — обратно пропорционально квадрату расстояния.

Большое значение для рассматриваемой темы имеет тот факт, что для вертикальной поляризации при увеличении проводимости земли или длины волны излучения величина x уменьшается (при прочих равных условиях), а множитель ослабления, как следствие этого, растет. Это происходит потому, что уменьшается глубина (в долях λ) проникновения высокочастотной энергии в землю и снижаются потери в ней. Что касается горизонтальной поляризации волны, то здесь величина x для тех же параметров земли и расстояний значительно больше, а множитель ослабления значительно меньше, чем в случае вертикальной поляризации. В пределе (при идеальной проводимости земли, $\sigma=\infty$) для антенн с вертикальной поляризацией напряженность поля удваивается по сравнению с напряженностью поля свободного пространства.

Электрические параметры земли зависят от ее состава, влажности и температуры. Значения относительной диэлектрической проницаемости ε и проводимости σ основных видов почв (грунтов) и воды приведены в табл. 1. Ими можно воспользоваться для оценок численного расстояния $2x$ и значений мно-

Таблица 1

Вид почвы (грунта) и воды	ε	σ, См/м
Сухие пески, пустыня, лед, вечномерзлотная почва	2,5—3	0,0001
Песчаная почва, песчаники с влажностью до 20%	3—5	0,001
Супесчаная почва, суглинки и глина с влажностью до 20%	7—9	0,01—0,2
Суглинки и глина с влажностью до 60%, солончаки	9—15	0,05—0,1
Торфяники влажные	15—25	0,1—0,5
Пресная вода рек и озер	80	0,001—0,02
Морская вода	80	1—4,3

жителя ослабления $|F|$ по рис. 2, учитывая местные условия. Это тем более правомерно, что наиболее определяющими являются концевые участки трассы, на которых расположены антенны.

Рассмотренные закономерности свидетельствуют в пользу применения полей и соответственно антенн вертикальной поляризации для передачи сигналов земной волной.

МЕТОД ЗЕРКАЛЬНЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ И ЕГО ПРИМЕНЕНИЕ ДЛЯ ОЦЕНОК ЛИНЕЙНЫХ АНТЕНН

Нередко антенны располагаются вблизи достаточно хорошо проводящих поверхностей. Наличие этих поверхностей приводит к изменению напряженности поля в точке приема по сравнению с напряженностью в той же точке при отсутствии проводящих поверхностей. Во многих случаях при расчете напряженности поля реальные поверхности можно заменить идеально проводящими.

Проволочные антенны, как правило, являются некоторой совокупностью симметричных или несимметричных вибраторов (диполей или штыревых антенн). Поэтому целесообразно для выяснения основных закономерностей рассмотреть влияние идеально проводящей поверхности на поле расположенного вблизи нее вибратора. Это влияние оценивают с помощью метода зеркального отображения. Суть метода заключается в замене проводящей поверхности, над которой расположен реальный вибратор (излучатель), фиктивным вибратором. Фиктивный вибратор представляет собой зеркальное отображение реального (рис. 3). Совокупное взаимодействие пары излучателей реальный — фиктивный может

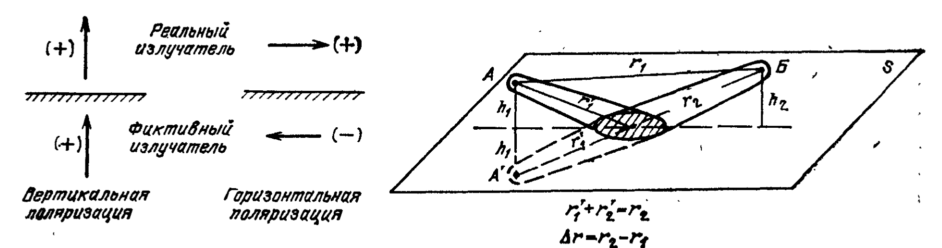


Рис. 3. Принципы зеркального отображения

Рис. 4. Образование зоны, существенной для отражения

быть принципиально различным и определяться поляризацией реального излучателя (вибратора). Идеально проводящая плоскость, над которой расположен вертикально поляризованный вибратор, заменяется синфазным фиктивным излучателем, а в случае горизонтально поляризованного вибратора — противофазным. На рис. 3 это обстоятельство помечено знаками (+)—(+) и (+)—(—).

Обратимся к рис. 4, на котором изображена плоская идеально проводящая поверхность S, над которой на высотах h_1 и h_2 расположены электрические центры передающего (в точке A) и приемного (в точке $Б$) вибраторов. Согласно принципу зеркального отображения в точке A' находится фиктивный передающий вибратор на высоте h_1 от поверхности S. Расстояние между точками A и $Б$ равно r. Расстояние между точками A' и $Б$ равно $r_2=r'_1+r'_2$. Разница в расстояниях $\Delta r=r_2-r_1$. Поле в точке $Б$ формируется в результате суперпозиции прямой волны, идущей от точки A к точке $Б$ и отраженной волны, идущей от точки A' (точка A' фиктивная) тоже к точке $Б$. На самом деле отраженная волна есть волна, идущая от точки A к некоторой точке на поверхности S и от нее к точке $Б$. Более точно надо говорить не о точке отражения иа поверхности S, а о некоторой области, существенной для отражения. Эту область нетрудно построить, основываясь на понятии зон Френеля. Для трассы: мнимый источник — точка $Б$ могут быть построены эллипсоиды (пространственные зоны Френеля), один из которых соответствует уже знакомой области, существенной для распространения радиоволн. В сечении этого эллипсоида поверхностью земли и образуется эллипс, соответствующий области. На рис. 4 она заштрихована. Ее размеры тем больше, чем ниже размещены антенны над землей.

Рельеф местности в пределах этой области влияет на амплитуду и фазу отраженной волны, а следовательно, и на результирующее поле в точке $Б$.

В реальных условиях h_1 и h_2 много меньше, чем r_1. Поэтому площадка, на которой происходит отражение, оказывается очень вытянутой вдоль трассы. При $h_1=0$ и $h_2=0$ области, существенные для распространения прямой и отраженной волн, совпадают, т. е., попросту говоря, отраженная волна перестает существовать.

Наличие прямой и отраженной волн видоизменяет диаграмму направленности вибратора, расположенного над землей, в вертикальной плоскости. Так как фазы отраженных волн вертикальной и горизонтальной поляризаций отличаются одна от другой примерно на 180° (для идеальной поверхности точно на 180°), то при прочих равных условиях (при одной и той же длине волны, высоте подъема антенны, типе антенн и т. п.) там, где для горизонтально поляризованной волны образуется минимум поля, для вертикально поляризованной, наоборот, будет максимум.

Основной интерес представляют случаи больших расстояний от телецентра, когда прием телевизионных сигналов происходит под малыми углами (практически нулевыми к плоскости горизонта, для которых разность хода Δr прямого и отраженного лучей близка к нулю). Для горизонтальной поляризации этому направлению соответствует интерференционный минимум, а для вертикальной — максимум.

Данное обстоятельство свидетельствует в пользу антенн вертикальной поляризации, делает менее критичной высоту их размещения над землей при условии, что в направлении на телецентр нет затеняющих препятствий.

Общим для всех антенн, поднятых над землей на высоту нескольких длин волн, является многолепестковый характер их диаграмм направленности. Степень изрезанности диаграммы направленности зависит от высоты подвеса антенны, а характер кривой, огибающей максимум боковых лепестков, от диаграммы направленности той же антенны, при условии ее размещения в свободном пространстве.

ОБЩИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ АНТЕНН, ИХ ПАРАМЕТРЫ И ОСНОВНЫЕ ОПРЕДЕЛЕНИЯ

ОСНОВНЫЕ ОПРЕДЕЛЕНИЯ И ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПАРАМЕТРЫ АНТЕНН

Связь между радиопередатчиком и радиоприемником осуществляется при помощи свободных электромагнитных волн. От радиопередатчика модулированные токи высокой частоты поступают в антенну, которая преобразует их энергию в энергию свободных электромагнитных волн. В задачу передающей антенны входит также сосредоточение излучения свободных радиоволн преимущественно в одном направлении одной плоскости.

Антенна радиоприемника выполняет обратные функции. Она преобразует энергию свободных электромагнитных волн в энергию токов высокой частоты и обеспечивает выделение радиоволн, приходящих с заданных направлений. Передающая и приемная антенна обратимы, что позволяет по данным антенны при работе на передачу определять ее свойства в режиме приема, и наоборот. Практически этим свойством антенны широко пользуются, тем более, что некоторые характеристики антенн удобнее и нагляднее определять в режиме передачи, а некоторые — в режиме приема. Как правило, конструктивно приемная антенна может быть выполнена проще передающей, так как для нее не возникает вопрос об опасности перенапряжений.

Антенна характеризуется рядом общетехнических и экономических показателей. К ним относятся: степень сложности устройства, размеры, механическая прочность и надежность в работе, удобство в эксплуатации, стоимость. Кроме этого, имеются и специальные радиотехнические показатели, характеризующие антенну с точки зрения выполняемых ею специфических функций. Электрические характеристики антенны тесно связаны с ее конструктивными и экономическими показателями.

Как правило, предъявляемые к антеннам требования противоречат одно другому и выходом из положения являются компромиссные решения. Так, выполнение требования по уменьшению стоимости, размеров, массы антенны влекут за собой уменьшение либо ее диапазонности, либо коэффициента усиления (эффективности), либо и того и другого одновременно. При всем многообразии систем и конструкций передающих и приемных антенн существуют общие характеристики и принципы, на которых основана их работа.

Приемная антенна по отношению к питающей линии (фидеру) является генератором высокочастотных колебаний, входное сопротивление которого равно входному сопротивлению этой же антенны, работающей в режиме передачи. Коэффициент полезного действия, сопротивление излучения, направленные свойства и т. д. антенны, работающей в режиме приема, остаются без изменения, если ее использовать в качестве передающей.

Передающая антенна по отношению к фидеру эквивалентна нагрузке, потребляющей мощность. Часть этой мощности излучается в пространство, а часть рассеивается в виде тепла в самой антенне. Обычно антенна не поглощает всей мощности, подводимой к ней питающей линией (фидером). Часть энергии при этом отражается обратно в линию. В этом случае между линией и выводами антенны можно включить реактивный четырехполюсник (линию с параметрами, отличными от параметров фидера) и, по крайней мере, на одной частоте обеспечить передачу максимальной мощности в антенну. Для этого надо знать две величины, характеризующие антенну как нагрузку на заданной частоте — активное $R_а$ и реактивное $X_а$ сопротивления на ее выводах. Знание этих сопротивлений позволяет правильно подобрать элементы выходного колебательного контура и соединительного устройства между ним и антенной и получить надлежащий к.п.д. выходной цепи передатчика.

Коэффициент полезного действия собственно антенны $\eta_а$ равен отношению полезной мощности, за которую принимают мощность излучения P_Σ, к полной мощности, расходуемой антенной. Последняя больше мощности излучения на величину потерь энергии в антенне. Поэтому

$$\eta_а = P_\Sigma / P_а = P_\Sigma / (P_\Sigma + P_п). \qquad (13)$$

Излучаемую антенной мощность выражают через активное сопротивление, которое называют сопротивлением излучения R_Σ, и ток, в частности ток на выводах антенны:

$$P_\Sigma = I^2_а R_\Sigma. \qquad (14)$$

Сопротивление излучения не всегда связывают с током на выводах. Важно лишь указать, к току в каком сечении антенны оно отнесено. Нередко сопротивление излучения антенны относят к току в пучности (в максимуме). Сопротивление излучения антенны не зависит от тока. Оно, являясь активным, не вызывает преобразования электрической энергии в тепловую, а только характеризует способность антенны к излучению электромагнитной энергии.

Аналогичным образом определяют и мощность потерь:

$$P_п = I^2_а R_п, \qquad (15)$$

где $R_п$ — сопротивление потерь.

Коэффициент полезного действия антенны при этом равен:

$$\eta_а = R_\Sigma / (R_\Sigma + R_п). \qquad (16)$$

Итак, выполняя свою первую функцию — преобразование энергии токов высокой частоты в энергию свободных электромагнитных волн — передающая антенна характеризуется тремя показателями: к.п.д. антенны, $\eta_а$, активным $R_а$ и реактивным $X_а$ сопротивлениями на выводах. Эти показатели определяют измерением, расчетом или комбинацией этих способов.

Вторая функция передающей антенны — надлежащее распределение в пространстве энергии излучаемых электромагнитных волн. О направленных свойствах антенны судят по форме ее диаграмм направленности и некоторым численным показателям, таким как ширина диаграммы направленности, к.н.д., эффективная площадь антенны. Вопросы, связанные с направленностью антенны, необходимо учитывать при ее выборе, установке и ориентации, поэтому рассмотрим их более детально.

Под диаграммой направленности антенны понимают графическое изображение распределения уровней мощности (или поля), излучаемых антенной на одинаковом расстоянии от нее в различных направлениях какой-либо плоскости, проходящей через центр или ось антенны. Если антенну, например вибратор, поместить в точку O, окружить сферой радиуса r и в каждой точке M на поверхности сферы измерить напряженность поля, излучаемого антенной, то в результате можно получить некоторую пространственную фигуру — характеристику направленности антенны. В нашем примере такой фигурой является тороид, показанный на рис. 5. Положение любой точки M на сфере полностью определяется тремя координатами — радиусом сферы $r = OM$, азимутальным углом φ и зенитным углом θ (или углом места $\Delta = 90° - \theta$). В дальнейшем будем пользоваться двумя последними координатами для построения диаграмм направленности антенн.

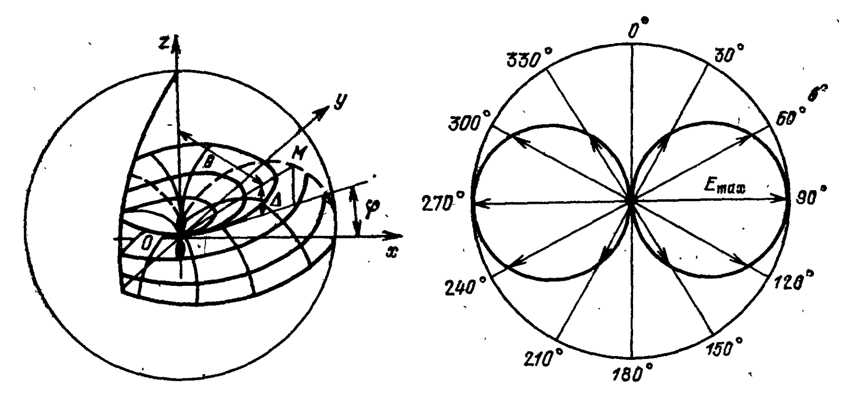


Рис. 5. Характеристика направленности элементарного диполя

Рис. 6. Диаграмма направленности в полярных координатах

Свободные электромагнитные волны характеризуются электрическим **E** и магнитным **H** векторами напряженности поля. Силовые линии электрического поля вибратора лежат в меридиональных плоскостях (плоскостях, проходящих через ось OZ), а магнитного — в экваториальных плоскостях, перпендикулярных оси OZ (см. рис. 5). Поэтому меридиональную плоскость называют иначе E-плоскостью, а экваториальную — H-плоскостью (или плоскостями E, H).

Радиоволны — поляризованные волны. Поляризацию радиоволны определяют по ориентировке вектора напряженности электрического поля относительно направления ее распространения. Наличие поляризации налагает определенные требования на ориентировку приемной антенны в пространстве. Она должна совпадать по поляризации с передающей. В противном случае прием радиоволн будет ослаблен.

Для определения характеристики направленности антенны в большинстве случаев ограничиваются снятием ее диаграмм направленности в двух взаимно перпендикулярных плоскостях поляризации E и H. В зависимости от ориентации антенны относительно поверхности земли плоскость E может быть горизонтальной или вертикальной. Антенны передатчиков на телецентрах СССР в большинстве случаев ориентированы таким образом, что плоскость E совпадает с плоскостью горизонта. При снятии диаграммы направленности в горизонталь-

ной плоскости изменяется азимутальный угол φ, при этом зенитный угол $\theta=90°$ остается постоянным. При снятии диаграммы направленности в вертикальной плоскости остается неизменным угол $\varphi=0°$, а переменным становится угол θ. Диаграммы направленности строят в полярной или прямоугольной (декартовой) системах координат (рис. 6, 7). На этих рисунках изображена диаграмма направленности симметричного вибратора в плоскости *E*. Диаграммы направленности, выполненные в полярных координатах, отличаются большей наглядностью. Прямоугольная же система координат позволяет изменить масштаб по обеим осям и добиться на графике большей четкости в областях малой интенсивности излучения без применения, например логарифмических единиц отсчета.

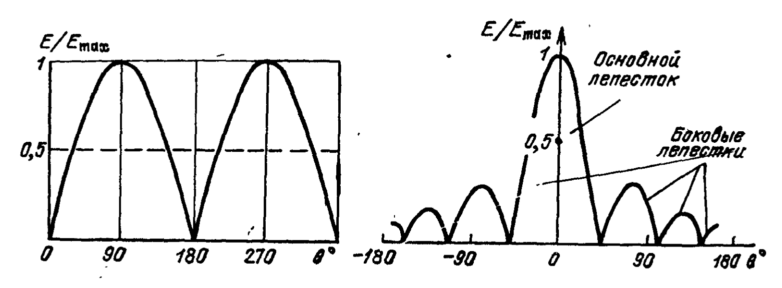


Рис. 7. Диаграмма направленности в декартовых координатах

Рис. 8. Обобщенная диаграмма направленности антенны

На практике в основном пользуются нормированными диаграммами направленности, в которых интенсивность излучения отнесена к максимальному значению (рис. 8). Обычно ширина диаграммы направленности антенны определяется как угол между двумя направлениями, в которых уровень мощности излучения равен половине уровня в максимуме, иногда ширину диаграммы направленности определяют как угол между двумя направлениями, соответствующими первым (относительно направления главного излучения) нулевым уровням излучения. При этом обязательно оговаривают уровень излучения. Диаграммы направленности строят в единицах мощности и в единицах поля. Угол раскрыва (ширина диаграммы направленности) не меняется в зависимости от того, в каких единицах построены графики, меняется лишь значение уровня, по которому ведется отсчет. Для единиц мощности он равен $0{,}5P_{max}$, а для единиц напряженности поля — $0{,}707E_{max}$.

В общем случае (рис. 8) диаграмма направленности антенны имеет ряд максимумов и минимумов. Как правило, один из максимумов по уровню заметно превышает остальные. Часть диаграммы направленности, содержащая этот максимум и заключенная в секторе углов, ограниченных направлениями двух соседних минимумов, называется основным или главным лепестком. Соседние максимумы образуют боковые лепестки. Линию, проходящую через начало координат и точку максимума главного лепестка, называют направлением главного излучения. По лепесткам, лежащим в секторе углов ±(90°—180°) относительно главного направления, судят о побочном (заднем) излучении антенны. На практике пользуются понятием коэффициента защитного действия антенны. Под ним понимают отношение уровня излучения в обратном направлении к уровню излучения в главном.

С точки зрения радиопередачи (радиоприема) далеко не безразлично, каким образом в пространстве распределяется излучаемая антенной энергия. Во многих случаях желательно излучать энергию преимущественно в одну сторону, увеличивая тем самым дальность радиосвязи при прочих равных условиях. Энергия, излучаемая в другие стороны, оказывается затраченной не только бесполезно, но подчас и вредно, поскольку она способствует увеличению взаимных помех соседним радиостанциям. Поэтому при отработке направленной антенны стараются уменьшить ее боковое и заднее излучение и сосредоточить энергию в пределах главного лепестка диаграммы направленности.

По диаграммам направленности можно получить исчерпывающие оценки направленных свойств антенны, в том числе и значение к.н.д.

Повторим, что показателем, характеризующим антенну в целом, как с точки зрения потерь энергии при ее преобразовании, так и с точки зрения распределения энергии в пространстве, является коэффициент усиления антенны. Он численно равен произведению к.п.д. и к.н.д. и поэтому всегда меньше последнего. Отметим, что нередко антенну сопоставляют не с изотропным излучателем, а сравнивают ее коэффициент усиления с коэффициентом усиления какой-либо другой антенны. При этом обязательно оговаривают, какая антенна принята в данном случае за эталон.

Необходимо учесть, что антенна должна выполнять отмеченные выше функции не на одной частоте, а в некоторой области (полосе) частот, и выполнять их так, чтобы весь антенный тракт не вносил заметных искажений в распределение энергии между отдельными частотами спектра. Как и в какой степени антенна справляется с поставленной задачей, показывает ее частотная характеристика. Частотная характеристика обусловлена зависимостью входных сопротивлений антенны и ее к.н.д. от частоты.

Рассмотренные технические показатели и характеристики антенн являются основными, но не единственными. Почти каждый класс антенн применительно к их назначению характеризуется еще рядом своих дополнительных показателей.

СИММЕТРИЧНЫЕ И НЕСИММЕТРИЧНЫЕ АНТЕННЫ

Антенные устройства по способу питания подразделяются на два больших класса: симметричные и несимметричные.

Как электрическое устройство антенна является двухполюсником. Она имеет два вывода, к которым присоединяются приемник (передатчик) или питающий фидер (линия передачи энергии) (рис. 9,*а, б*). При симметричном питании оба вывода антенны электрически равнозначны. В каждый момент времени на них

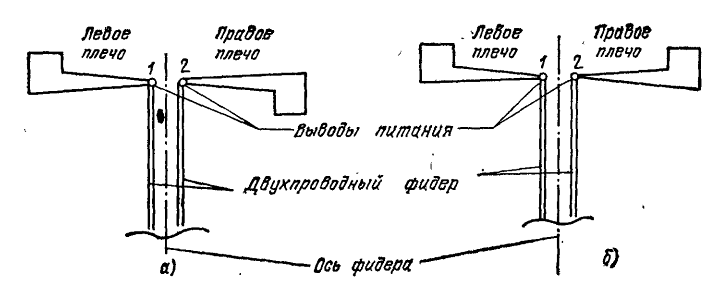


Рис. 9. Симметрия антенны и фидера, расположенных в одной плоскости

существует одинаковое по значению и противоположное по знаку напряжение возбуждения антенны, измеренное по отношению к земле (потенциал земли принимается равным нулю). Для обеспечения этого условия необходимо саму антенну выполнить так, чтобы обе части (плеча) антенны, подключаемые к выводам, были одинаковы по размерам, форме и материалу изготовления. Кроме того, подключить оба плеча антенны к выводам питания тоже нужно симметрично по отношению к линии, проходящей через ось симметричного фидера. Здесь возможны два варианта. Один из них иллюстрирует рис. 9,*а, б*, когда проводники плечей антенны и проводники симметричного фидера лежат в одной плоскости — плоскости рисунка. Правильным подключение будет в том случае, когда при перегибе или повороте плечей антенны относительно оси симметричного фидера левое (или правое) плечи могут быть наложены одно на другое до полного совмещения их поверхностей. В соответствии с этим правилом антенна по рис. 9,*а* выполнена неправильно, так как она не имеет симметрии по отношению к фидеру: перегибом (разворотом) вокруг его оси левое плечо не может быть совмещено с правым, хотя по форме и размерам они одинаковы. Антенна по рис. 9,*б* выполнена в соответствии со всеми требованиями, предъявляемыми к симметричным антеннам.

Другой вариант подключения иллюстрирует рис. 10,*а, б*. Здесь проводники плечей антенны лежат в плоскости рисунка, а проводники симметричного фидера в плоскости ей перпендикулярной (подходят снизу рисунка). В приведенных вариантах исполнения обе антенны будут симметричными относительно фидера, если их плечи по форме и размерам одинаковы. Здесь полагалось, что плечи каждой из антенн были сделаны из одного и того же материала.

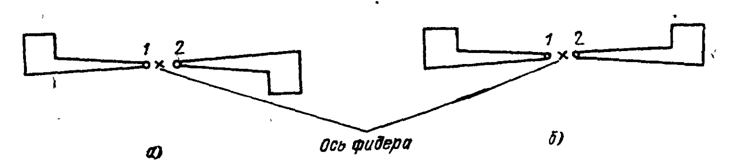


Рис. 10. Симметрия антенны и фидера, расположенных в разных плоскостях

Симметричные антенны, как правило, применяются в качестве антенн горизонтальной поляризации. Объясняется это тем обстоятельством, что влияние поверхности земли оказывается равным образом на левом и правом плечах антенны и не нарушают ее симметрии.

Использование симметричной антенны в качестве антенны вертикальной поляризации вызывает некоторые принципиальные трудности. Здесь уже нижнее и верхнее плечи антенны неравнозначно размещены относительно земли и земля «вносит» в нее асимметрию. Степень асимметрии будет тем значительнее, чем ближе к земле (в длинах волн) будет расположен электрический центр антенны.

Нарушение симметрии антенны, питаемой симметрично, приводит к нежелательному на практике эффекту, называемому антенным эффектом фидера. Он проявляется в том, что симметричный фидер становится излучающей частью антенны. Так как его излучение носит случайный, нецеленаправленный характер, то в большинстве случаев оно ведет к снижению к.п.д. антенны, искажению ее диаграмм направленности и, как следствие, уменьшению коэффициента усиления.

Несимметричные антенны питаются несимметрично. Они отличаются от симметричных антенн тем, что к выводу *1* несимметричной антенны подключено на-

пряжение возбуждения антенны, а ее вывод *2* находится под «нулевым» потенциалом, т. е. под потенциалом земли (рис. 11). Это обстоятельство позволяет выполнять плечи антенны или, здесь уместнее сказать, части антенны не одинаковым образом. На этом рисунке показана простейшая несимметричная антенна штыревого типа. К выводу *1* подключено потенциальное плечо (часть) антенны, так называемый штырь длиной $l_{шт}$. К выводу *2* подключена вторая часть антенны, называемая противовесной частью, или просто противовесом.

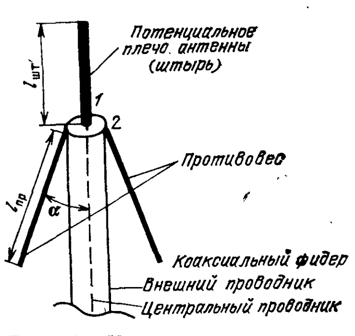


Рис. 11. Несимметричное питание антенны

Питание несимметричной антенны осуществляют несимметричным фидером, на рис. 11 — коаксиальным фидером. Его центральный проводник подключают к выводу *1*, а внешний проводник — к выводу *2*.

У несимметричных антенн антенный эффект фидера присутствует всегда и можно говорить лишь о степени его проявления. Последняя в основном определяется формой и размерами противовеса, который на практике подчас имеет самые разнообразные конструкции. В частности, на рис. 11 противовесом служат проводники длиной $l_{пр}$, равномерно расставленные вокруг оси фидера под некоторым углом α к ней.

Все основные характеристики и параметры несимметричной антенны определяются и потенциальной, и противовесной частями антенны. Возможны различные варианты совокупного использования одних и тех же штырей и противовесов.

Это обстоятельство увеличивает ассортимент несимметричных антенн.

Противовес, хотя и играет важную роль в работе несимметричной антенны, без штыревой ее части он обесточен и поэтому не излучает электромагнитные волны. Если же штырь присутствует, то противовес возбужден токами, обусловленными напряжением, приложенным к выводам *1*, *2* антенны, и токами, наводимыми полями излучения штыря.

В противоположность симметричным антеннам несимметричные (в силу их конструкции) не применяют в качестве антенн горизонтальной поляризации. Основной причиной этому является фидер, проводники которого, будучи расположены вертикально, при наличии антенного эффекта создают паразитное поле излучения, ортогональное основному. Несимметричные антенны наиболее пригодны для использования в качестве антенн вертикальной поляризации, особенно в длинноволновой части спектра УКВ.

СЛАБОНАПРАВЛЕННЫЕ И УМЕРЕННО НАПРАВЛЕННЫЕ АНТЕННЫ

Под направленностью антенны, как правило, понимают ее способность концентрировать энергию излучения в заданном направлении, совмещенном с главным направлением максимального излучения, или, на приеме, извлекать энергию электромагнитных волн. В дальнейшем будем придерживаться этого понимания. Иногда под направленностью антенны понимают ее способность не принимать электромагнитное излучение с какого-либо направления.

Для оценки степени направленности антенну сопоставляют с некоторым «эталоном». За такой эталон принята антенна, излучающая энергию электромагнитных волн равномерно по всем направлениям пространства. Она носит название изотропного излучателя. Характеристика направленности изотропного излучателя имеет форму сферы. Тем самым след от сечения этой сферы любой плоскостью, проходящей через ее центр, будет иметь вид окружности (диаграммы направленности изотропного излучателя имеют форму окружности). Коэффициент направленного действия изотропного излучателя принят за единицу направленности.

Изотропного излучателя с такой диаграммой направленности в природе нет. По направленным свойствам к нему приближается уголковый вибратор Пистолькорса: симметричный вибратор, плечи которого образуют между собой прямой угол. Обычный симметричный вибратор, длина плеча которого $l \ll \lambda$ (элементарный вибратор), уже имеет некоторую направленность (см. рис. 5). Его к.н.д.= =1,5. По мере увеличения отношения l/λ направленность симметричного вибратора растет и достигает значения к.н.д.=1,64 при $l/\lambda=0{,}25$. Значение к.н.д. антенны функционально связано с некоторой площадью $S_{эфф}$, называемой эффективной площадью антенны, составляет

$$\text{к.н.д.} = 4\pi S_{эфф}/\lambda^2. \qquad (17)$$

Так как все реальные антенны имеют определенную поверхность своих проводников и изоляторов, то имеется возможность говорить о геометрической площади антенны. Обычно под $S_{геом}$ понимают ту площадь, которая создает максимальную «парусность» антенны (максимальные ветровые нагрузки). Отношение эффективной площади антенны к ее геометрической площади носит название коэффициента использования поверхности (к.и.п.)

$$\text{к.и.п.} = S_{эфф}/S_{геом}. \qquad (18)$$

Коэффициент использования поверхности является важной характеристикой антенны. Он показывает, насколько рационально использован материал, затраченный на ее постройку. Тем самым к.и.п. отражает и электрические, и конструктивные, и экономические качества антенны. Определим $S_{эфф(\lambda/2)}$ для полуволнового вибратора. Согласно (17) будем иметь

$$S_{эфф(\lambda/2)} = 1{,}64\lambda^2/4\pi \simeq 0{,}131\lambda^2. \qquad (19)$$

Можно представить, что полуволновой вибратор извлекает из падающей на него плоской волны всю мощность электромагнитного излучения, переносимого участком фронта этой волны с площадью, равной $S_{эфф(\lambda/2)}$.

На рис. 12 заштрихованная область $S_{эфф(\lambda/2)}$ имеет форму прямоугольника. Согласно (19) $S_{эфф(\lambda/2)}=0{,}131\lambda^2$. Одна сторона этого прямоугольника равна $\lambda/2$. Другая $a=0{,}131\lambda^2(2/\lambda)\approx 0{,}26\lambda$. Более правильно поверхность $S_{эфф}$ представлять в виде эллипса, большая ось которого параллельна оси вибратора и несколько превышает его длину.

Очевидно, что для увеличения направленности антенны (для увеличения ее к.н.д.), надо увеличивать ее $S_{эфф}$. Построения на рис. 13 помогают понять, как это можно сделать с использованием двух симметричных вибраторов. Антенна, выполненная из двух симметричных вибраторов, может иметь $S_{эфф} \leqslant$ $\leqslant 2S_{эфф(\lambda/2)}$. При этом она может быть построена по схемам рис. 13,*а* или *б*. В первом случае вибраторы расставлены в плоскости поляризации *H*, а во втором — в плоскости поляризации *E*. Схемы антенн, показанные на рис. 13,

позволяют сделать следующие выводы. Существуют оптимальные расстояния между излучателями (которые являются составными элементами антенны). Они дают возможность получить максимально возможное для этой антенны $S_{эфф}$ при минимальных размерах самой антенны. Действительно, разносить вибраторы по рис. 13,*а* на расстояния, меньшие 0,26λ, нецелесообразно, так как при этом $S_{эфф}<2S_{эфф(\lambda/2)}$, и, следовательно, не будет достигнута максимально возможная для данной антенной системы степень направленности. Разносить же вибраторы на расстояния, большие 0,26λ, тоже нецелесообразно, так как при этом $S_{эфф}=2S_{эфф(\lambda/2)}$ будет получено при размерах данной ан-

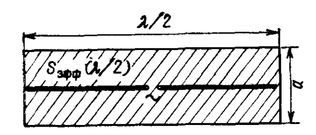


Рис. 12. Эффективная площадь полуволнового вибратора

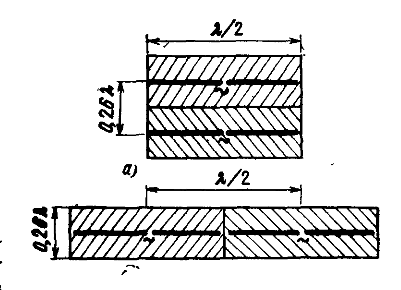


Рис. 13. Способы размещения вибраторов в антенной решетке

тенной системы, превышающих оптимальные, что утяжелит ее, затруднит эксплуатацию и увеличит стоимость. То же самое можно повторить и по поводу расстановки вибраторов по рис. 13,*б*.

Оптимальная расстановка излучателей в антенне оказывается различной для плоскостей *E* и *H*. Последнее связано, однако, не с поляризационными свойствами излучателей, а с их диаграммами направленности в этих плоскостях поляризации. Чем меньше ширина диаграммы направленности излучателя в заданной плоскости поляризации, тем длиннее в этом направлении будет сторона эффективной поверхности антенны. Если характеристика направленности антенны осесимметрична, то ее эффективная поверхность имеет форму круга, площадь которого согласно (17) определяется к.н.д. антенны.

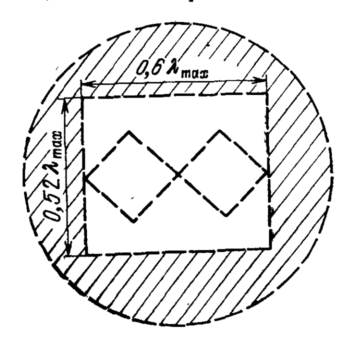


Рис. 14. Эффективная площадь зигзагообразной антенны

На рис. 14 показана фронтальная проекция известной зигзагообразной антенны с плоским рефлектором, вписанная в ее эффективную поверхность. На λ_{max} максимальной рабочей длине волны антенна имеет к.н.д. = 10 и осесимметричную характеристику направленности. Диаметр круга, площадь которого равна $S_{эфф(зиг)}$, равен примерно λ_{max}. Значение к.и.п. для этой антенны на λ_{max} составляет:

$$к.и.п. = S_{эфф(зиг)}/S_{геом(зиг)} \approx 2,5.$$

С изменением рабочей частоты, как правило, изменяется форма характеристики направленности любой антенны и значение ее к.н.д. и, как следствие этого, изменение площади и формы $S_{эфф}$ антенны.

Наряду с выражением (17) для определения к.и.д. антенны существует полуэмпирическая формула

$$к.н.д.=36000/\theta^{\circ}_{0,5}\varphi^{\circ}_{0,5}, \qquad (20)$$

где $\theta^{\circ}_{0,5}$, $\varphi^{\circ}_{0,5}$ — углы раскрыва в градусах диаграмм направленности антенны, снятых в главных плоскостях поляризации.

Приравнивая (17) и (20), можем получить

$$4\pi S_{эфф}/\lambda^2=36000/\theta^{\circ}_{0,5}\varphi^{\circ}_{0,5} \text{ или } (S_{эфф}/\lambda^2)\theta^{\circ}_{0,5}\varphi^{\circ}_{0,5}=2870=\text{const}. \qquad (21)$$

Соотношение (21) показывает связь $S_{эфф}$, выраженной в относительных единицах (отнесенная к длине волны λ^2), с шириной главного лепестка диаграммы направленности антенны, выраженной в угловых градусах; связывает форму $S_{эфф}$ с формой сечения этого лепестка; позволяет определить, что для антенны с единичной эффективной площадью $S_{эфф}=\lambda^2$ ширина диаграммы направленности антенны равна примерно 1 рад. ($\theta_{0,5}=\varphi_{0,5}=54°$); показывает, что для достижения узконаправленного излучения (например, $\theta_{0,5}=\varphi_{0,5}=1°$) сторона $S_{эфф}$ должна быть значительной ($a=54\lambda$).

Для увеличения направленности антенн необходимо геометрически суммировать в дальней зоне векторы напряженности электрического поля в главном направлении излучения антенны от всех ее токонесущих элементов. Другими словами, рекомендуется складывать $S_{эфф}$ от всех токонесущих элементов. Принципиально можно получить наперед заданную степень направленности антенны (к.н.д.$=N$), если взять соответствующее число $n=N/1{,}64$ симметричных полуволновых вибраторов, расставить их в пространстве, пользуясь рекомендациями рис. 13 и обеспечить вибраторам надлежащее питание. Ниже будет показано, в чем заключается основное затруднение при создании направленных антенн как совокупности некоторого множества слабонаправленных излучателей, получивших название антенных решеток.

Для целей радиолюбительского приема (или передачи) обычно целесообразно выбирать одиночный (парциальный) излучатель антенной решетки таким образом, чтобы его собственная направленность была по возможности выше. Однако следует иметь в виду, что существуют причины, ограничивающие степень направленности одиночного излучателя. В известной мере условно можно считать, что граница направленности одиночного излучателя определяется к.н.д.$\approx$50—100. Отсюда возможны следующие качественные градации антенн по степени их направленности: *слабо направленные антенны* — антенны, к.н.д. которых не превосходит десяти ($S_{эфф}<\lambda^2$); *антенны умеренной направленности* — антенны, к.н.д. которых не превосходит ста ($\lambda^2<S_{эфф}<10\lambda^2$); *направленные антенны* — антенны, к.н.д. которых больше ста ($S_{эфф}>10\lambda^2$).

Приведенные соотношения позволяют уяснить основную связь геометрических размеров антенны с ее к.н.д. и, зная к.п.д., с коэффициентом усиления. Учитывая, что к.и.п. антенн с большим значением к.н.д., как правило, меньше единицы, становятся ясными трудности реализации таких антенн.

ДИАПАЗОННЫЕ И РЕЗОНАНСНЫЕ АНТЕННЫ

Антенна должна выполнять свои функции не на одной частоте, а применительно к некоторой полосе частот, к некоторому непрерывному участку спектра частот, который определяет ее рабочий диапазон. При этом антенна и ее фидерный тракт не должны вносить заметных искажений в распределение

энергии между отдельными частотами спектра. Насколько антенна справляется с поставленной задачей, показывает ее частотная характеристика, а точнее — частотные характеристики зависимости входных сопротивлений антенны от частоты и к.н.д. от частоты.

Деление антенны на диапазонные и недиапазонные в известной мере носит условный характер. В настоящее время антенны, перекрывающие двукратный диапазон рабочих частот $K=\lambda_{max}/\lambda_{min}=f_{max}/f_{min}=2$, относят к диапазонным антеннам. Диапазонные антенны не требуют изменения геометрических размеров при переходе с одной частоты на другую и во многих случаях позволяют существенно расширить возможности приема и передачи радиоволн. Кроме этого, при изготовлении они допускают отклонения от заданных номинальных размеров без заметного изменения своих электрических параметров, что является немаловажным фактором при изготовлении и отладке таких антенн в любительских условиях.

Подавляющее большинство простых и сложных антенн имеют в своей основе вибраторный излучатель того или иного типа. Поэтому диапазонные свойства сложной антенны во многом зависят от аналогичных свойств излучателей-элементов, из которых она составлена. Как уже отмечалось, диапазонность антенны определяется допустимыми пределами изменения ее входного сопротивления и к.н.д. Что касается вибраторного излучателя-элемента, то его диапазонные свойства обусловлены, главным образом, частотной зависимостью входных сопротивлений.

Входное сопротивление вибратора зависит от распределения в нем тока и напряжения. Чем тоньше вибратор (чем меньше его поперечные размеры), тем больше разница между минимальным и максимальным значениями тока на нем (распределение тока близко к стоячей волне) и тем больше пределы изменения его входных сопротивлений в диапазоне частот.

С увеличением поперечных размеров вибратора уменьшается энергия, отраженная от его концов, сглаживается различие между минимумами и максимумами тока (распределение тока все больше напоминает бегущую волну), уменьшаются пределы изменения входных сопротивлений от частоты, т. е. появляется возможность широкополосного согласования вибратора с фидером. Отметим, что при увеличении поперечных размеров проводников увеличивается их распределенная емкость, чем снижается волновое сопротивление вибратора, которое характеризуется отношением напряжения к току в бегущей волне. Распределение тока, близкое к бегущей волне, и связанные с этим апериодические свойства антенны можно получить не только путем увеличения поперечных размеров проводников, но и за счет увеличения их длины.

Таким образом, получение диапазонных свойств антенны по входным сопротивлениям связано с необходимостью увеличения поперечных размеров или длины проводников, а следовательно, с увеличением габаритных размеров, массы, парусности и стоимости антенны. Сказанное можно проиллюстрировать на примере. Характеристика направленности элементарного диполя, как известно, имеет форму тороида. Его к.н.д.$=1{,}5$. По мере увеличения длины плеча от 0 до $0{,}625\lambda$ направленность антенны изменяется незначительно, увеличиваясь примерно в четыре раза. По этому параметру диапазонность вибратора практически безгранична.

Оценим теперь изменение активной составляющей $R_а$ входного сопротивления вибратора в том же диапазоне частот $0<l/\lambda<0{,}625$. При $l/\lambda\approx 0$ $R_а\approx 0$

и говорить о вибраторе как об антенне нереально. По мере увеличения отношения l/λ значение R_a тоже увеличивается. Так, при $l/\lambda \approx 0,2$ $R_a \approx 35$ Ом, а при $l/\lambda = 0,25$ $R_a \approx 75$ Ом. При дальнейшем увеличении отношения l/λ для оценки значений R_a необходимо уже учитывать диаметр d плеча вибратора. Так, при $l/\lambda \approx 0,5$ для диаметров $d_1 = 0,014l$, $d_2 = 0,028l$, $d_3 = 0,1l$ активные составляющие входного сопротивления вибраторов соответственно равны $R_{a1} = 1200$ Ом, $R_{a2} = 820$ Ом, $R_{a3} = 420$ Ом.

Эти цифры говорят о том, что по диапазону частот значения входного сопротивления вибратора могут изменяться в сотни и даже тысячи раз. Это обстоятельство вынуждает практически сокращать пределы изменения l/λ до тех пор, пока не будет достигнуто соотношение $R_{a\,max}/R_{a\,min} \approx 10$.

Для вибратора, имеющего диаметр $d_1 = 0,014l$, перекрытие по частоте составит $K \cong \lambda_{max}/\lambda_{min} \approx 1,65$, а для вибратора, имеющего диаметр $d_3 = 0,1\lambda$ соответственно равно $K \cong 2,2$. Таким образом, приходим к выводу, что первый вибратор нельзя отнести к диапазонным, а второй можно. Достигнуто это семикратным увеличением диаметра второго вибратора по отношению к первому.

Вопросы, связанные с изменением входного сопротивления антенны, определяют задачи ее питания, в частности, задачи согласования антенны с фидером, о которых будет сказано ниже.

ПИТАНИЕ АНТЕНН ВЕРТИКАЛЬНОЙ ПОЛЯРИЗАЦИИ

НАЗНАЧЕНИЕ ФИДЕРНЫХ ЛИНИЙ И ТРЕБОВАНИЯ К НИМ

Устройства, предназначенные для передачи высокочастотной энергии от передатчика в антенну или от антенны к приемнику, называют фидерами (линиями передачи энергии). Качество фидерной линии во многом определяет работоспособность радиотехнического устройства в целом, поэтому к фидеру предъявляют ряд требований: передающий фидер не должен излучать, а приемный — возбуждаться под действием электромагнитных волн. Кроме того, передача энергии вдоль фидера должна осуществляться с наименьшими потерями, наименьшим напряжением и с наименьшими искажениями передаваемых сигналов.

Основным параметром линии передачи является волновое сопротивление $Z_0 = \sqrt{L/C}$. Оно характеризуется погонными (приходящимися на единицу длины) индуктивностью L и емкостью C линии.

Волновое сопротивление на радиочастотах является величиной чисто активной и определяется формой и относительными поперечными геометрическими размерами линии, а при наличии диэлектрика и его параметрами.

Линия передачи может быть образована параллельными проводами, пластинами, коаксиальными или другими проводниками, разделенными изоляторами. В любительских условиях наибольшее распространение получили коаксиальные и двухпроводные симметричные линии. На рис. 15 показаны графики, которые позволяют выбрать геометрические размеры для построения линий по заданному волновому сопротивлению или определить последнее по геометрическим размерам имеющейся линии с воздушным заполнением.

В коаксиальной линии, состоящей из внутреннего и внешнего проводников (внешней концентрической оболочки), электромагнитное поле сосредоточено

внутри линии. Внешний проводник выполняет роль экрана и поэтому в таких конструкциях нет потерь на излучение. Двухпроводная линия не имеет этого свойства. С ростом частоты у нее увеличиваются потери на излучение. Для уменьшения потерь двухпроводные линии иногда помещают в экран либо стремятся уменьшить их длину. Во всем диапазоне УКВ для передачи электро-

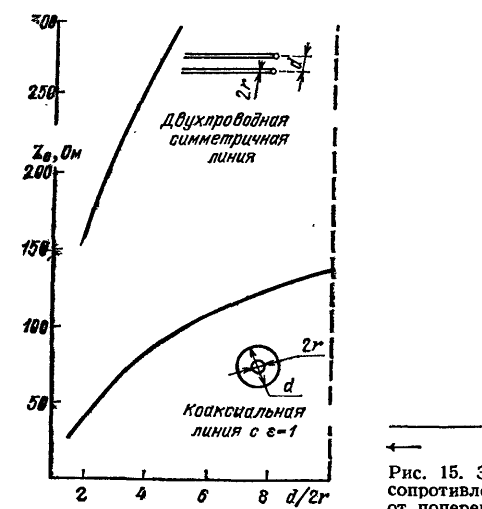


Рис. 15. Зависимости волнового сопротивления фидерных линий от поперечных размеров

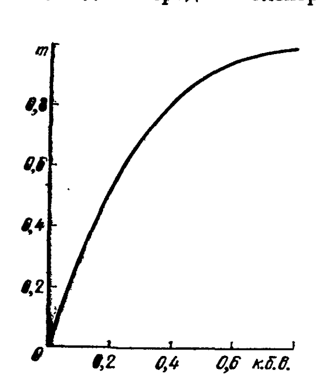


Рис. 16. Коэффициент рассогласования нагрузки с фидером

магнитной энергии на значительные (по сравнению с λ) расстояния применяют, как правило, гибкие коаксиальные кабели различных типов, которые отличаются волновыми сопротивлениями и способом крепления центрального проводника.

Эффективность передачи энергии по линии определяется погонным затуханием β, выраженным в децибелах или неперах на метр, и длиной линии (к.п.д. фидера $\eta_ф$).

Так как по пути движения волны часть переносимой ею энергии расходуется на потери в линии, то полезная мощность $P_к$ на конце линии меньше полной мощности в ее начале $P_н$, и максимальный к.п.д. равен

$$\eta_{ф\,max}=P_к/P_н=e^{-2\beta l}, \qquad (22)$$

где l — длина линии. Из формулы следует, что чем меньше коэффициент погонного затухания линии β и ее длина l, тем больше к.п.д.

Если к фидерной линии подключить нагрузку (в частном случае антенну), сопротивление которой, например $R_н$, не равно волновому сопротивлению Z_0 фидера, то часть энергии, подведенной к нагрузке, отразится обратно и полезная мощность, выделенная на ней, станет меньше $P_к$.

Оказывается, что $\eta_ф$ будет максимальным, если сопротивление нагрузки равно волновому сопротивлению фидера $R_н=Z_0$. Считают, что в этом случае фидер полностью согласован с нагрузкой. Степень согласования фидера с нагрузкой характеризует к.б.в.=к. Коэффициент бегущей волны может изменяться в пределах от 0 до 1: $к=R_н/Z_0$, если $R_н<Z_0$ и $к=Z_0/R_н$, если $R_н>Z_0$. При неполном согласовании фидера с нагрузкой $\eta_ф$ становится меньше $\eta_{ф\,max}$. На

внутри линии. Внешний проводник выполняет роль экрана и поэтому в таких конструкциях нет потерь на излучение. Двухпроводная линия не имеет этого свойства. С ростом частоты у нее увеличиваются потери на излучение. Для уменьшения потерь двухпроводные линии иногда помещают в экран либо стремятся уменьшить их длину. Во всем диапазоне УКВ для передачи электро-

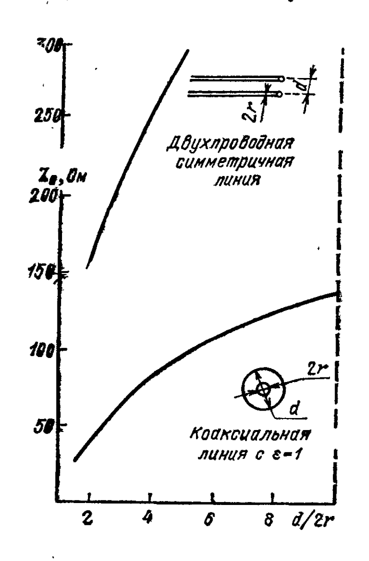


Рис. 15. Зависимости волнового сопротивления фидерных линий от поперечных размеров

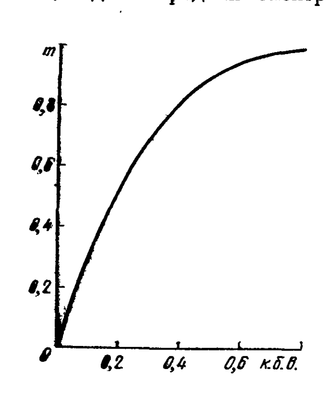


Рис. 16. Коэффициент рассогласования нагрузки с фидером

магнитной энергии на значительные (по сравнению с λ) расстояния применяют, как правило, гибкие коаксиальные кабели различных типов, которые отличаются волновыми сопротивлениями и способом крепления центрального проводника.

Эффективность передачи энергии по линии определяется погонным затуханием β, выраженным в децибелах или неперах на метр, и длиной линии (к.п.д. фидера $\eta_ф$).

Так как по пути движения волны часть переносимой ею энергии расходуется на потери в линии, то полезная мощность $P_к$ на конце линии меньше полной мощности в ее начале $P_н$, и максимальный к.п.д. равен

$$\eta_{ф\,max} = P_к/P_н = e^{-2\beta l}, \qquad (22)$$

где l — длина линии. Из формулы следует, что чем меньше коэффициент погонного затухания линии β и ее длина l, тем больше к.п.д.

Если к фидерной линии подключить нагрузку (в частном случае антенну), сопротивление которой, например $R_н$, не равно волновому сопротивлению Z_0 фидера, то часть энергии, подведенной к нагрузке, отразится обратно и полезная мощность, выделенная на ней, станет меньше $P_к$.

Оказывается, что $\eta_ф$ будет максимальным, если сопротивление нагрузки равно волновому сопротивлению фидера $R_н = Z_0$. Считают, что в этом случае фидер полностью согласован с нагрузкой. Степень согласования фидера с нагрузкой характеризует к.б.в.$=\kappa$. Коэффициент бегущей волны может изменяться в пределах от 0 до 1: $\kappa = R_н/Z_0$, если $R_н < Z_0$ и $\kappa = Z_0/R_н$, если $R_н > Z_0$. При неполном согласовании фидера с нагрузкой $\eta_ф$ становится меньше $\eta_{ф\,max}$. На

чески приближается к $4P_0$. Этот пример наглядно показывает бесплодность попыток увеличивать эффективность антенной решетки без учета согласования ее элементов с фидером. Трудности, связанные с согласованием, можно разрешить или применением специальных согласующих устройств, или обойти специальным выбором типов облучателей и фидеров. Второй путь в ряде случаев оказывается предпочтительнее. Ниже эти вопросы будут рассмотрены подробнее.

ПОДКЛЮЧЕНИЕ ФИДЕРОВ К АНТЕННАМ

Применение коаксиального кабеля для питания как симметричных, так и несимметричных антенн требует определенных предосторожностей. Обратимся еще раз к рис. 11. К выводам питания антенны *1*, *2* приложена э.д.с., которая возбуждает токи на штыревой части антенны, противовесах и наружной поверхности фидера. Ток, протекающий по внешней поверхности наружного проводника, может иметь противофазные участки, наличие которых искажает диаграмму направленности антенны. Кроме этого, наличие этих токов, как правило, приводит к дополнительным потерям мощности, поэтому работа антенно-фидерного устройства в целом становится неустойчивой.

Для уменьшения антенного эффекта фидера применяют противовесы, принцип действия которых можно понять при рассмотрении эквивалентной схемы штыревой антенны, приведенной на рис. 19. Здесь напряжение питания U приложено к выводам *1*, *2*. Ток $I_{шт}$ последовательно протекает по штыревой части антенны, которая на схеме представлена ее полным сопротивлением $Z_{шт}$, по противовесной части ($I_{пр}$, $Z_{пр}$) и оболочке фидера ($I_{об}$, $Z_{об}$). Как видно из схемы, сопротивления $Z_{об}$ и $Z_{пр}$ включены параллельно одно другому. Это обстоятельство позволяет сделать вывод о том, что нежелательные токи на оболочке будут сведены к минимуму, если удовлетворить условию $Z_{пр} \ll Z_{об}$. Физически это означает, что входное сопротивление противовесов надо иметь возможно меньшим для того, чтобы противовесы шунтировали входное сопротивление оболочки фидера в точке *2*. Последнее условие выполняется наиболее оптимально, когда длина противовеса приблизительно равна четверти рабочей длины волны: $l_{пр} \cong \lambda/4$. В этом случае модуль входного сопротивления противовеса $|Z_{пр}|$ становится минимальным. По мере изменения рабочей длины волны отношение $l_{пр}/\lambda$ изменяется. При этом изменяется соотношение между $Z_{пр}$ и $Z_{об}$ и, как правило, увеличивается антенный эффект фидера.

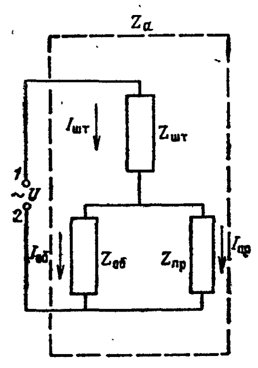


Рис. 19. Эквивалентная схема штыревой антенны с противовесами

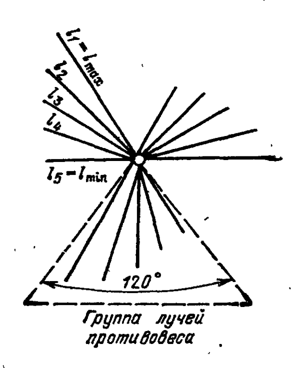


Рис. 20. Размещение лучей противовеса

Схема рис. 19 «подсказывает», как надо строить противовесы, чтобы они работали в широком диапазоне частот. Противовесы должны быть выполнены неодинаковыми по длине и так, чтобы на любой частоте рабочего диапазона нашелся бы противовес, длина которого была бы близка $\lambda/4$. Тем самым, максимальная длина противовеса должна быть равна четверти максимальной длины волны рабочего диапазона: $l_{max}=\lambda_{max}/4$, а минимальная длина противовеса должна быть равна или меньше минимальной длины волны рабочего диапазона: $l_{min} \leqslant \lambda_{min}/4$. Длины остальных противовесов определяются из условия $l_i = l_{max}\tau^{i-1}$, где i — порядковый номер луча противовеса; τ — параметр структуры противовеса. Можно считать достаточным значение $\tau=0{,}85$.

Определить число лучей противовеса можно из соотношения

$$n = \frac{\lg \lambda_{min}/\lambda_{max}}{\lg \tau} + 1. \qquad (24)$$

Здесь n — целое число (или округлено до целого). При конструировании противовеса следует позаботиться о максимальной компактности конструкции и ее экономичности, что достигается выполнением противовеса с тремя группами лучей, расположенных под 120° один относительно другого симметрично относительно точек питания антенны. На рис. 20 для примера показан вид противовеса в плане с пятью лучами в одной группе (точки питания антенны расположены в центре). Все лучи противовеса гальванически подсоединены к оболочке (внешнему проводнику) коаксиального фидера.

СИММЕТРИРОВАНИЕ АНТЕНН И ФИДЕРОВ

Симметрирующие устройства применяют при питании симметричных антенн несимметричным фидером, например коаксиальным. Как уже отмечалось, практическое применение симметричных антенн вертикальной поляризации имеет свои ограничения, связанные с размерами антенны и высотой ее размещения над землей. Однако для частот более 100 МГц и высот подъема антенн более 5 м симметричные антенны могут найти применение как антенны вертикальной поляризации.

Благодаря симметрирующим устройствам достигается электрическая симметрия каждого плеча (каждой половины) антенны относительно экранной оболочки фидера.

Наиболее часто в любительской практике употребляется симметрирующее устройство, изображенное на рис. 21 и получившее название «Ч-колено». Оно просто по конструкции и работает в широком диапазоне частот. Одним из проводников этого устройства является внешний проводник O коаксиального фидера. Пунктиром показан центральный проводник фидера. В качестве второго проводника могут быть взяты либо отрезок кабеля, из которого выполнен фидер, либо металлическая трубка равного ему диаметра. Элементы OO' образуют замкнутую на конце двухпроводную линию. Входное сопротивление «Ч-колена» равно

$$Z_{су} = jZ_{л} \operatorname{tg}(2\pi l/\lambda),$$

где $Z_{л}$ — волновое сопротивление двухпроводной линии; l — длина проводников «Ч-колена».

Центральный проводник фидера, проходя в полости проводника O, в точке 1 замкнут на проводник O'. Тем самым точки 1, 2 становятся точками питания антенны, например симметричного вибратора.

Симметрирующие свойства «Ч-колена» обусловлены наличием на его проводниках так называемой точки нулевого потенциала, которая используется для ввода несимметричного фидера. Распределение напряжения на проводниках короткозамкнутой на конце двухпроводной симметричной линии таково, что в точке $П$ короткого замыкания всегда имеется узел (нуль) напряжения, независимо от соотношения длин волны и линии. Если к разомкнутым концам такой линии подключить симметричную антенну, то ее можно будет питать коаксиальным кабелем, прокладывая его через точку нулевого потенциала $П$ внутри полости одного из проводов линии (либо используя оболочку фидера как провод линии).

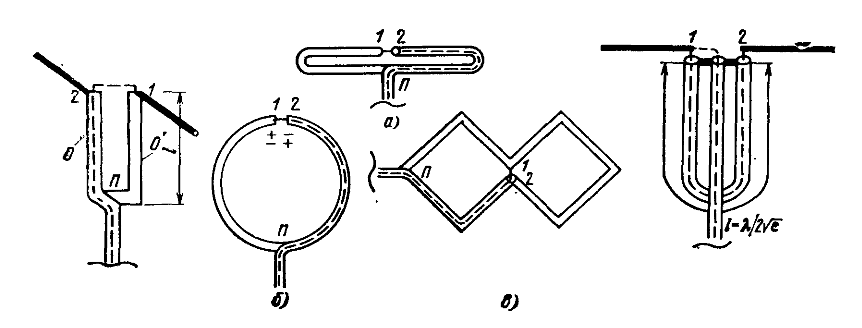


Рис. 21. Схема «Ч-колена»

Рис. 22. Антенны с точками нулевого потенциала на проводниках:
а — петлевой вибратор Пистолькорса; *б* — рамочная антенна; *в* — зигзагообразная антенна

Рис. 23. Схема «U-колена»

Из схемы рис. 21 видно, что симметрирующее устройство подключено параллельно вибратору в точках 1 и 2. Поэтому входное сопротивление симметрирующего устройства $Z_{су}$ будет шунтировать входное сопротивление вибратора. Наименьшее влияние симметрирующее устройство будет оказывать в том случае, если его длину выполнить равной $l=\lambda/4$. В этом случае $Z_{су} \simeq \infty$ и, следовательно, $Z_{вх}=Z_{а}$.

Многие симметричные антенны имеют на своих проводниках точку $П$ нулевого потенциала. Это обстоятельство позволяет использовать ее для прокладки коаксиального фидера и питания антенны без применения специального симметрирующего устройства.

Как уже отмечалось, неэкранированные двухпроводные линии имеют потери на излучение. Если для использования двухпроводной системы не столько в качестве фидера, сколько в качестве антенны специально увеличить эти потери, то можно прийти к петлевому вибратору Пистолькорса, рамочной антенне и зигзагообразной антенне (рис. 22). Все эти антенны образованы из двухпроводных короткозамкнутых линий в результате симметричного изгиба проводников относительно прямой, соединяющей точки питания 1, 2 с точкой нулевого потенциала $П$. Штриховой линией показана прокладка фидера к точкам 1, 2 питания антенн. Для любой из этих антенн можно показать, что независимо

от полярности приложенного напряжения, в силу симметрии конструкции, в точке $П$ сохранится нулевой потенциал.

На рис. 23 показано еще одно популярное среди радиолюбителей симметрирующее устройство (U-колено), выполненное в виде петли длиной $l=\lambda/2\sqrt{\varepsilon}$, где ε — диэлектрическая проницаемость материала, заполняющего высокочастотный кабель, из которого сделана петля.

Экранная оболочка с обоих концов петли и внешний проводник питающего фидера накоротко соединены между собой. Центральный проводник питающего фидера в точке *1* соединен с центральным проводником, например, левого конца петли. Тогда центральный проводник петли, выступающий из ее правого конца, образует точку *2*. Точки *1*, *2* — это точки питания. К ним можно подключить симметричную антенну, например вибратор, как показано на рис. 23.

Оболочки петли и фидера находятся под одним и тем же «нулевым» потенциалом. Поэтому, если это требует конструкция антенны, симметрирующая петля может иметь любую конфигурацию. Например, может быть свернута в клубок.

Следует иметь в виду, что «U-колено» является резонансным устройством. Кроме того, «U-колено» является своеобразным трансформатором сопротивлений. Так, если входное сопротивление антенны в точках *1*, *2* равно $Z_а$, то сопротивление на входе питающего фидера (между точкой *1* и оболочкой фидера) будет равно $Z_{вх}=(1/4)Z_а$. Таким образом, «U-колено» вчетверо снижает входное сопротивление антенны на входе фидера. Этим свойством «U-колена» нужно умело пользоваться. Например, оно может быть реализовано при питании петлевого вибратора, у которого $Z_а=300$ Ом, 75-омным коаксиальным кабелем. В этом случае получается полное согласование антенны с фидером, так как $Z_{вх}\simeq 300/4\approx 75=Z_0$, где Z_0 — волновое сопротивление фидера. При таком питании петлевой вибратор имеет одновременно и симметрию, и согласование с фидером с помощью одного и того же устройства. «U-колено» полезно использовать и как переход от коаксиального 75-омного фидера к симметричной двухпроводной линии с $Z_0=300$ Ом.

КОНСТРУКЦИИ СЛАБОНАПРАВЛЕННЫХ АНТЕНН ВЕРТИКАЛЬНОЙ ПОЛЯРИЗАЦИИ

РЕЗОНАНСНЫЕ АНТЕННЫ ВЕРТИКАЛЬНОЙ ПОЛЯРИЗАЦИИ

Как уже отмечалось, диапазонность антенны оценивается двумя факторами: изменением коэффициента направленного действия и изменением входного сопротивления. По к.н.д. все слабонаправленные антенны вертикальной поляризации можно отнести к диапазонным антеннам, так как их диаграммы направленности не претерпевают заметных изменений в широком диапазоне частот. Таким образом, диапазонные свойства рассматриваемых здесь антенн зависят только от характера изменения их входных сопротивлений от частоты. Последние определяют возможность согласования антенны с фидером и в конечном итоге определяют потери на рассогласование (см. рис. 16).

Простейшей слабонаправленной антенной вертикальной поляризации является антенна, изображенная на рис. 24,*а*. Она включает в себя штырь и противовесы. Штырь длиной $l_{шт}$ схемно представляет собой продолжение центрального проводника фидера. Как правило, в точке подключения штыря к проводнику фидера устанавливают опорный изолятор. Он предназначен для механического

закрепления проводника штыря к мачте-опоре, на которой антенна поднята над землей. Изолятор — ответственная деталь антенны: он должен быть прочным, не вносить дополнительных потерь в фидерный тракт и не шунтировать штырь на оболочку фидера.

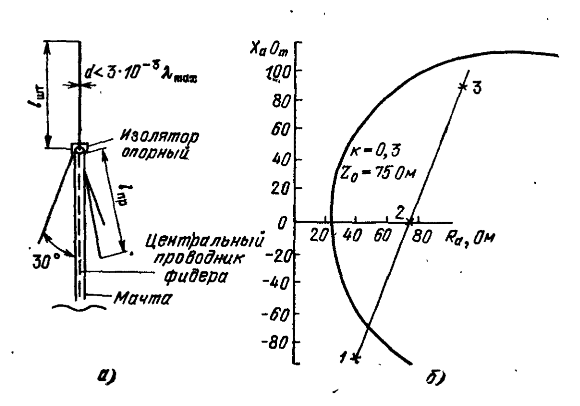


Рис. 24. Резонансная антенна

Сам штырь выполняют из металлических трубок, стержней, уголков и т. п. видов проката, имеющих малые поперечные размеры по сравнению с $l_{шт}$. Противовес антенны тоже прост. Он состоит из трех стержней длиной $l_{пр}$, расставленных симметрично относительно оси мачты (фидера) под углом около 30° к ней. Стержни противовеса могут быть идентичны штырю. Своим основанием они гальванически замыкаются на оболочку фидера (мачту). Фидер прокладывают по мачте (или внутри мачты, если она полая). При металлической мачте в точках питания антенны оболочку фидера гальванически соединяют с мачтой. И штырь, и противовесы выполняют длиной $l_{шт}=l_{пр}=\lambda_{ср}/4$, где $\lambda_{ср}=\sqrt{\lambda_{max}\lambda_{min}}$, а λ_{max} и λ_{min} — крайние длины волн рабочего диапазона антенны.

На рис. 24,б приведена зависимость входного сопротивления антенны от частоты. Номера точек $Z_a=R_a+jX_a$ соответствуют относительным размерам штыря к длине волны, указанным на рисунке. Как видно, при небольшом относительном изменении длины волны (относительно $\lambda_{ср}$) входные сопротивления антенны претерпевают резкие изменения. Эти изменения приводят к тому, что на средней частоте диапазона (точка 2 $l_{шт}\approx 0{,}25\lambda_{ср}$) к.б.в.$\approx 1$ в фидере с волновым сопротивлением $Z_0=75$ Ом), в то время как на верхней частоте диапазона (точка 3 $l_{шт}\approx 0{,}27\lambda_{ср}$) к.б.в.$\approx 0{,}35$, а на нижней (точка 1 $l_{шт}=0{,}22\lambda_{ср}$) к.б.в.$\approx 0{,}3$. Тем самым при к.б.в.$\approx 0{,}3$ перекрытие антенны по диапазону частот составляет $K=\lambda_{max}/\lambda_{min}\approx 1{,}22$ (на рис. 24 дан круг равного к.б.в.$=\kappa=0{,}3$ для $Z_0=75$ Ом).

Диаграмма направленности антенны в горизонтальной плоскости представляет собой окружность, а в вертикальной описывается функцией, близкой к $f(\theta) \simeq \sin\theta$. Угол θ отсчитывается от оси штыря.

Описываемая антенна хороша тем, что проста и в ряде случаев может быть успешно применена.

ДИАПАЗОННЫЕ АНТЕННЫ ВЕРТИКАЛЬНОЙ ПОЛЯРИЗАЦИИ

Ниже даны диапазонные антенны штыревого типа, отличающиеся между собой в основном конструкцией штыря. Их противовесные части одинаковы и выполнены по схеме рис. 20 и рекомендациям к диапазонному противовесу. На соответствующих рисунках эти противовесы показаны условно пунктиром.

На рис. 25 дана диапазонная антенна штыревого типа, конструктивной особенностью которой является отсутствие опорного изолятора. Штыревая часть антенны представляет собой металлический стержень диаметром d (продолжение мачты), на который одета донышком вверх металлическая гильза диаметром D_0. В точке соединения стержня с гильзой должен быть гальванический контакт. Между оболочкой фидера и краем гильзы в точках питания антенны сделан зазор Δ.

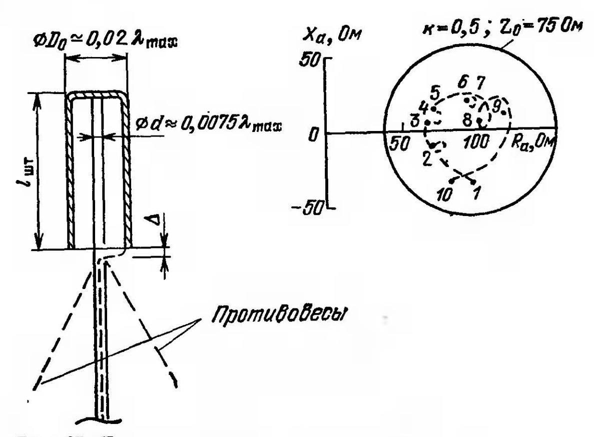


Рис. 25. Диапазонная антенна с шунтом

Зависимость входных сопротивлений антенны от частоты (при размерах антенны, отнесенных к λ_{max} и сведенных в табл. 2) дана на рис. 25 в координатах R—X. Здесь же показан круг равного к.б.в. $\kappa=0,5$ при использовании фидера с волновым сопротивлением $Z_0=75$ Ом. Как видно, антенна с запасом перекрывает двойной диапазон рабочих частот $K\approx2$.

Таблица 2

Номера точек на рис. 25	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Относительные частоты f/f_{min}	1	1,1	1,2	1,3	1,5	1,6	1,7	1,8	1,9	2

Хорошее согласование антенны с фидером в широком диапазоне частот есть следствие использования диапазонного противовеса и диапазонной конструкции штыря. Наружная поверхность гильзы непосредственно связана с излучением и влияет на Z_a входные сопротивления антенны. Внутренняя полость гильзы не излучает. Она эквивалентна некоторой реактивности, подключенной параллельно к Z_a.

В отмеченных частотных интервалах полость оказывает положительное (компенсирующее) воздействие на итоговые значения сопротивлений, включенных на вход фидера. Однако по мере увеличения частоты, при $l_{шт} \simeq \lambda/2$ (когда глубина полости соизмерима с половиной длины рабочей волны), входное сопротивление полости станет малым и она будет шунтировать $Z_а$. Следует иметь в виду, что, изменяя глубину полости, можно «настраивать» антенну. Ограничение диапазонности антенны наступает со стороны изменения ее входных сопротивлений.

Конструкция антенны (рис. 26) в известной степени лишена этого недостатка. Здесь гильза вырождена в петлю, состоящую из трех планок шириной $0{,}008\lambda_{max}$. Верхняя планка размером $0{,}02\lambda_{max}$ имитирует донышко гильзы, а две боковые планки длиной $0{,}174\lambda_{max}$ — тело гильзы. Концы боковых планок снизу замыкает ободок, к которому гальванически подключается центральный провод фидера. Между экранной оболочкой фидера и ободком штыря имеется зазор Δ.

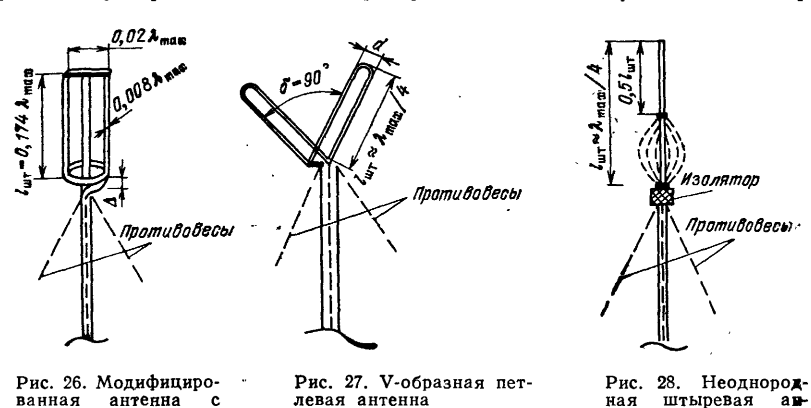


Рис. 26. Модифицированная антенна с шунтом

Рис. 27. V-образная петлевая антенна

Рис. 28. Неоднородная штыревая антенна

По принципу действия эта конструкция похожа на предыдущую с той разницей, что здесь не проявляется явно выраженный эффект шунтирования, отмеченный выше. Петля в отличие от гильзы не имеет четко разграниченных внешней и внутренней поверхностей. Тем самым планки петли одновременно участвуют и в излучении, что определяет $Z_а$, и в компенсации этого входного сопротивления антенны.

Коэффициент перекрытия по диапазону частот здесь $K \cong 3$ и ограничение диапазонности антенны наступает со стороны изменения ее диаграмм направленности в вертикальной плоскости (плоскости E). Активная составляющая входного сопротивления антенны изменяется в пределах $R_а \approx (40—170)$ Ом, а реактивная — в пределах $X_а \approx \pm 60$ Ом.

Антенны (рис. 25 и 26) относят к шунтовым вибраторам, в которых роль шунта выполняет центральный стержень. Он же является и основной несущей деталью конструкции, воспринимающей все механические нагрузки, действующие на антенну.

Антенна, показанная на рис. 27, относится к разновидности петлевых вибраторов Пистолькорса. Как и в предыдущих случаях здесь можно обойтись без опорного изолятора, если сделать петли штыря достаточно жесткими. Штырь имеет две петли, оси которых по отношению одна к другой составляют 90°.

По отношению к оси мачты петли расположены симметричным образом. Концы петель попарно объединены и образуют точки питания антенны. Одна из них потенциальная и подключена к центральному проводнику фидера. Другая находится под «нулевым» потенциалом и подключена к оболочке фидера. Эта точка питания может быть выполнена достаточно прочной с тем, чтобы нести на себе все механические нагрузки. Антенна имеет линейную поляризацию. Вектор е направлен вдоль оси мачты (по биссектрисе угла между петлями антенны). Ширина d петли влияет на характер входных сопротивлений антенны. С увеличением d уменьшаются их пределы изменений, что благоприятно отражается на степени согласования антенны с фидером. Ширина петли обычно составляет $d \simeq$ $\simeq (1/5 \div 1/7 l_{шт})$.

Антенна перекрывает более чем двукратный диапазон частот, ограничение диапазонности наступает со стороны искажения диаграмм направленности. В H-плоскости (в горизонтальной плоскости) антенна имеет особенности в формировании диаграммы направленности. По мере роста частоты диаграмма направленности отклоняется по форме от окружности, уплощаясь, приобретает эллиптическую форму с максимумами, направленными по нормали к плоскости расположения петель.

Угол δ между сторонами петли оказывает влияние и на характер входных сопротивлений, и на форму диаграмм направленности как в E-, так и H-плоскостях поляризации. С уменьшением угла δ диаграммы направленности антенны приближаются по форме к диаграммам направленности антенны, показанной на рис. 26. При этом волновое сопротивление антенны стремится к 150 Ом. При $\delta = 90°$ волновое сопротивление антенны становится примерно 75-омным.

Антенны, приведенные на рис. 28—30, по своим электрическим схемам эквивалентны антенне с рис. 24. Увеличение диапазонности антенн рис. 28 и 29 достигается за счет утолщения нижней половины штыря (вибратор выполнен неоднородным по диаметру). Утолщенный участок можно рассматривать как своеобразный трансформатор (с потерями на излучение), улучшающий согласование антенны с фидером.

Выпуклое объемное утолщение можно сделать за счет упругих металлических пластин или трубок, собранных в кольца по концам и принудительно поджатым к низу (рис. 28). При этом надо обеспечить гальванический контакт по всей длине штыря между его стержнем и упругими пластинами. Максимальный диаметр утолщения делают порядка $l_{шт}/4$.

Антенна имеет примерно трехкратное перекрытие по диапазону частот. Ограничение диапазонности наступает со стороны диаграмм направленности. Антенна хорошо согласуется с фидером, имеющим волновое сопротивление $Z_0 = 75$ Ом, к.б.в. $\approx 0{,}4$.

Антенна (рис. 29) отличается от предыдущей тем, что утолщение на штыре сделано плоским. Оно включает в себя две поперечные металлические планки и ряд вертикальных проводников, закрепленных на этих планках. Ширину утолщения делают порядка $0{,}5 l_{шт}$. Плоское утолщение приводит к некоторому сужению диаграммы направленности антенны в горизонтальной плоскости, подобно тому, как отмечено для антенны рис. 27.

Антенна имеет примерно трехкратное перекрытие по диапазону частот. Ограничение диапазона наступает со стороны диаграмм направленности. Активная составляющая входного сопротивления изменяется в пределах $R_а \approx (35$—

160) Ом. Реактивная составляющая не превышает $\pm$(50—55) Ом. Антенна хорошо согласуется с 75-омным фидером.

Штыревая часть антенны (рис. 30) выполнена так же как и ее противовесная часть: она состоит из ряда отдельных проводников различной длины, выходящих пучком из потенциальной точки питания антенны в конусе, с углом при вершине около 60°.

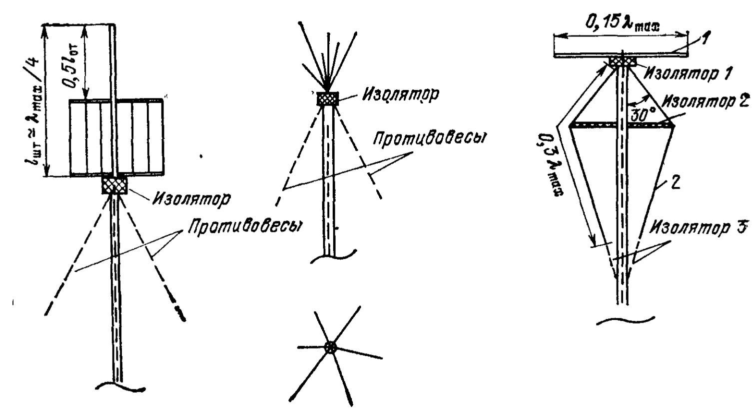


Рис. 29. Плоская неоднородная штыревая антенна

Рис. 30. Пучкообразная штыревая антенна

Рис. 31. Шпренгельная антенна

Максимальная длина проводника штыря равна $l_1 = l_{max} = \lambda_{max}/4$, следующего за ним $l_2 = l_1\tau = (\lambda_{max}/4)\tau$ и т. д. до тех пор, пока длина последнего n-го проводника $l_n \leqslant l_1\tau^{n-1} = (\lambda_{max}/4)\tau^{n-1} \leqslant \lambda_{min}/4$, не станет меньше четверти минимальной длины волны заданного рабочего диапазона.

Антенна работает в широком диапазоне волн. Ограничение ее диапазона наступает со стороны диаграмм направленности. Диаграмма направленности в H-плоскости (горизонтальной) по мере роста частоты становится неравномерной. В ней появляются провалы (затенения) со стороны более длинных вибраторов по сравнению с резонансным, составляющим четверть от данной рабочей длины волны. Для удержаиия проводников антенны в заданном рабочем положении требуется изолятор.

Рассмотренные выше антенны так или иначе нагружают мачту-опору, на которой они размещены. По мере роста длины волны эти нагрузки увеличиваются, что влечет за собой конструктивные усложнения мачты. Антенна, приведенная на рис. 31, является примером компромиссного решения практической задачи на основе конструктивных «ухищрений» выполнения элементов антенны (шпренгельный способ) с получением высоких электрических характеристик (трехкратное перекрытие по диапазону частот).

Штыревая (возбуждающая часть) антенны здесь выполнена из нескольких (6—8) радиально расходящихся стержней *1* длиной порядка $0,075\lambda_{max}$. Противовесная часть *2* антенны выполнена из такого же количества гибких проводников, подключенных одними концами к внешней оболочке фидера у изолятора *1*, а другими к изолятору *3*. Изолятор *3* представляет собой гибкие диэлектрические вставки, выполненные, например, из капронового шнура.

В качестве проводников противовеса используют антенный канатик или какую-либо проволоку. Каждый проводник противовесной части натягивается с помощью диэлектрических распорок (изолятор *2*) так, чтобы угол между диаметрально противоположными проводниками составлял около 60°. Вся противовесная часть антенны при этом принимает веретенообразную форму. Такая форма одновременно обеспечивает полезные электрические и механические свойства: диапазонность антенны и устойчивость ствола мачты, на котором она закреплена. В 75-омном фидере к.б.в.$\approx$0,5 сохраняется во всем рабочем диапазоне частот антенны.

Диапазонные свойства антенны можно также получить и другим способом: в результате взаимодействия связанных синфазных и параллельных токов. Этот способ отличается от предыдущего и связан с «ухищрениями» в системе питания антенны и распределения токов на ее проводниках. На рис. 32 показана антенна, штыревая часть которой представляет собой два параллельных металлических стержня, разнесенных на расстояние S один относительно другого. Каждый стержень с помощью изолятора прикреплен к поперечной рее. Питающий фидер *1* с волновым сопротивлением Z=75 Ом проложен по мачте до точки T. В точке T делают тройник-разветвление на два распределительных фидера *2* с волновым сопротивлением Z_0=150 Ом каждый. На тройнике все оболочки и центральные проводники фидеров гальванически соединены между собой. Распределительные фидеры *2* имеют одинаковые длины от точки T до точек питания стержней штыря.

Для улучшения согласования антенны с фидером желательно увеличивать размер S. Однако последний влияет и на форму диаграммы направленности, которая в H-плоскости не равномерна — появляется провал в направлении линии расположения вибраторов. Можно считать оптимальным расстояние между стержнями $S \leqslant \lambda_{min}/4$.

Двойной штырь рассматриваемой антенны эквивалентен по результирующему входному сопротивлению одиночному стержню, радиус которого равен среднему геометрическому значению из радиуса проводов r и расстояния между их осями S, т. е. может быть представлен некоторым сплошным металлическим цилиндром с эквивалентным радиусом $r_{экв} \simeq \sqrt{rS}$. Такая конструкция дает заметный выигрыш в размерах и массе устройства. Антенна работает примерно в двукратном диапазоне частот. Длину стержней берут порядка $l_{шт} \simeq$ $\simeq 0{,}22\lambda_{max}$.

На рис. 33 в отличие от предыдущих показана симметричная антенна вертикальной поляризации. Она состоит из излучающего полотна *1* и металлической рамы, служащей для его закрепления на мачте. Излучающее полотно может быть выполнено сетчатым для уменьшения массы антенны и ее парусности. Диаметр полотна антенны примерно равен $0{,}375\lambda_{max}$. Точки $П$ полотна антенны являются точками нулевого потенциала (см. стр. 27). Они позволяют без нарушения симметрии закрепить полотно антенны к несущей раме, а также проложить коаксиальный фидер к точкам питания антенны. Тем самым мачта, рама и полотно антенны могут быть выполнены из металла как одно целое. Зазор Δ между верхним и нижним краями полотна антенны берут порядка $0{,}1\lambda_{max}$.

Антенна работает в диапазоне частот примерно с трехкратным перекрытием: к.б.в.$\geqslant$0,5 во всем рабочем диапазоне волн в фидере с волновым сопротивлением Z_0=75 Ом. По мере увеличения частоты в горизонтальной плоскости

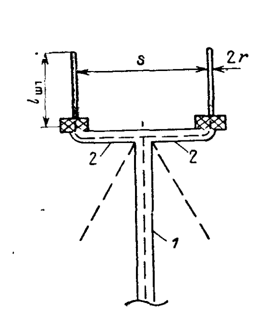


Рис. 32. Штыревая антенна с эффектом параллельных токов

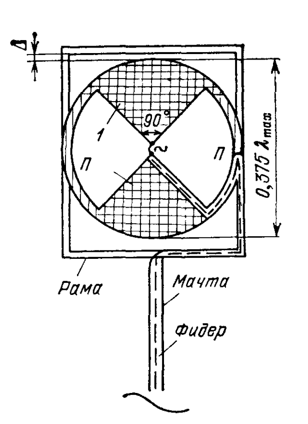
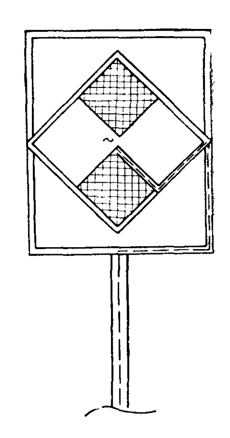


Рис. 33. Диапазоиная антенна вертикальной поляризации


Рис. 34. Ромбовидная антенна вертикальной поляризации

антенна имеет все более и более выраженную направленность. Это обстоятельство надо учитывать и ориентировать ее фронтом на корреспондента (антенна двунаправленная). Ее к.н.д. изменяется по частоте в пределах (2,5—8) дБ.

На рис. 34 показана аналогичная предыдущей антенна с измененной конфигурацией излучающего полотна. Периметры одного и другого полотна равны, однако конструктивно ромбовидное полотно удобнее в изготовлении в любительских условиях.

ПРОВОДНИКИ С УКОРОЧЕНИЕМ В ТЕХНИКЕ АНТЕНН

Установка антенн нередко вызывает ряд затруднений, связанных с большими габаритными размерами. Дело в том, что для получения оптимальных параметров необходима соизмеримость длины волны с электрической длиной вибраторов. При использовании обычных линейных проводников (из металлических трубок, лент, проволоки и т. п.) для изготовления антенн скорость распространения электромагнитной энергии вдоль таких проводников близка к скорости света. При этом электрическая длина вибратора оказывается очень близкой к геометрической.

Попытки простого уменьшения геометрических размеров антенн приводят к ухудшению их параметров; снижается сопротивление излучения и, как следствие, к.п.д. антенны; кроме этого, уменьшается активная составляющая ее входного сопротивления и (для антенны дипольного типа) растет реактивная составляющая.

Добиться уменьшения размеров антенны без ухудшения их электрических характеристик в какой-то мере позволяют проводники, электрическая длина которых заметно больше геометрической. Скорость распространения электромагнитных волн вдоль таких проводников меньше скорости света, т. е. длина волны $\lambda_{пр}$ на проводнике меньше длины волны λ_0 в воздухе при той же частоте колебаний. Отношение $\xi=\lambda_0/\lambda_{пр}$ характеризует коэффициент укорочения.

Проводники с укорочением позволяют построить диполь, геометрическая длина плечей которого меньше, чем у обычного вибратора в ξ раз. Так, на частоте 60 МГц ($\lambda=5$ м) геометрическая длина диполя, настроенного в резонанс,

равна около 2,5 м. Геометрическая длина диполя, выполненного из проводов с укорочением ($\xi=2$), составит примерно 1,25 м. Тем самым относительная геометрическая длина $l_{геом}$ плеча такого вибратора составит 0,125λ.

Как видно из рис. 35, на котором показаны зависимости сопротивления излучения R_Σ диполя от значений $l_{геом}/\lambda$, для обычного проводника ($\xi=1$) $R_\Sigma=5{,}5$ Ом при $l_{геом}/\lambda=0{,}125$. Из этих же графиков следует, что для вибратора, сделанного из проводников с укорочением ($\xi=2$) при том же значении $l_{геом}/\lambda=0{,}125$, $R_\Sigma\simeq 21$ Ом. При прочих равных условиях к.п.д. антенны тоже становится выше. Задав соответствующий коэффициент укорочения, можно так

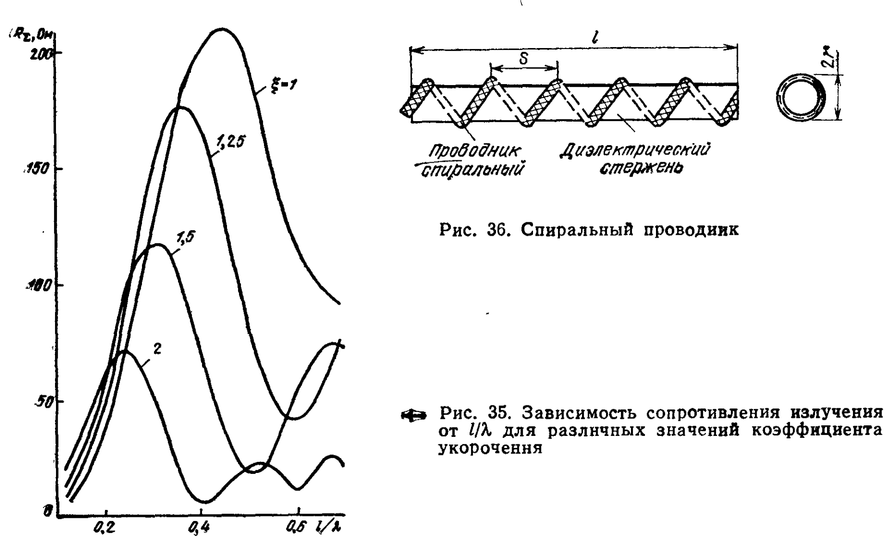


Рис. 36. Спиральный проводник

Рис. 35. Зависимость сопротивления излучения от l/λ для различных значений коэффициента укорочения

подобрать электрическую длину плеча вибратора, чтобы $X_а$ было близко к нулю при достаточно высоком значении $R_а$. При этом геометрическая длина плеча вибратора $l_{геом}=l_{электр}/\xi$ может быть в два, два с половиной раза меньше обычной, когда вибратор настроен в резонанс.

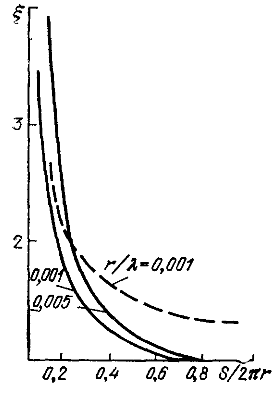


Рис. 37. Зависимость коэффициента укорочения спирального проводника от параметров спирали

Недостаток антенны, выполненной из проводников с укорочением, заключается в уменьшении ее диапазонных свойств. Чем больше коэффициент укорочения, тем у́же полоса пропускания антенны. Можно рекомендовать использовать проводники, коэффициент укорочения которых лежит в пределах $\xi=1{,}5$—2. Чтобы выполнить проводник с укорочением, нужно создать на нем добавочную погонную емкость или индуктивность по сравнению с той, которая имеется в случае обычных проводников.

В любительских условиях конструктивно наиболее просто эта цель достигается выполнением проводника в виде проволочной спирали (рис. 36). Для придания проводнику нужной механической прочности и формы можно применить диэлектрическую трубку с предварительно нанесенной спиральной канав-

кой. Если ее нет, то проволоку закрепляют клеем или лаком. Коэффициент укорочения ξ такого проводника зависит от шага намотки S, радиуса спирали r и длины волны λ. Определить один из этих параметров, если известны два других, можно по графикам рис. 37.

Как видно из графиков, характер изменения ξ от $S/2\pi r$, начиная со значений 0,3—0,4, резко меняется, быстро увеличивается с уменьшением отношения $S/2\pi r$, что повышает требования к точности выполнения спирального проводника. Для ее достижения часть витков спирали надо сделать «скользящими», чтобы была возможность изменения шага намотки S при некотором увеличении или уменьшении общей длины l спирального проводника, т. е. использовать их в качестве подстроечных. На рис. 37 сплошными кривыми даны расчетные зависимости коэффициента укорочения для проводников, длина которых $l_{геом} \gg \lambda$. Для проводников, длина которых соизмерима с $\lambda (l_{геом} \approx \lambda/4)$, зависимость ξ от $S/2\pi r$ имеет другой вид (на рисунке обозначена пунктиром). Как показывает эксперимент, с увеличением отношения $S/2\pi r$ ξ стремится не к единице, а к несколько большему значению. Объясняется это потерями высокочастотной энергии, идущей на излучение.

КОНСТРУКЦИИ АНТЕНН УМЕРЕННОЙ НАПРАВЛЕННОСТИ ВЕРТИКАЛЬНОЙ ПОЛЯРИЗАЦИИ

РЕЗОНАНСНЫЕ АНТЕННЫ УМЕРЕННОЙ НАПРАВЛЕННОСТИ

Для увеличения направленности антенн надо таким образом разместить проводники в пространстве, чтобы токи на них имели одинаковые направления, а проводники находились в одной плоскости.

Для резонансных антенн в этих целях можно использовать так называемый гармониковый провод. Это провод, на котором укладывается несколько полуволн тока. Известно, что в пределах одной полуволны ток не меняет своего направления, а в соседней полуволне его направление оказывается встречным. Поэтому участки гармоникового провода со встречными токами свертывают так, чтобы они не создавали полей излучения (если это не сделать, то в диаграммах направленности появляются глубокие провалы и диаграммы становятся многолепестковыми).

На рис. 38 показан вариант такой антенны. Стрелками условно показаны направления токов в один из моментов времени, штриховыми линиями — распределения уровней тока вдоль проводников. Антенна имеет несимметричное питание. Ее противовесы выполнены из трех проводников длиной $l_{пр} = \lambda/4$, которые симметрично расположены вокруг оси мачты под углом 30° к ней. В точке закрепления концы противовесов гальванически соединены с экранной оболочкой фидера.

Штыревая часть антенны сделана из двух симметричных один относительно другого гармониковых проводников. Каждый из них имеет три участка l_1, l_2 и l_3. Участок $l_1 = \lambda/2$ является основным излучающим элементом штыря. Участок $l_2 = \lambda/4$ частично вносит свою долю в поле излучения, а частично играет роль фидера, разветвляя энергию токов высокой частоты от центрального проводника фидера по двум направлениям. Участок $l_3 = \lambda/4$ выполняет роль фидера и представляет собой петлю (свертку проводника), так как является участком с противофазными (встречными) токами, поля излучения которых практически компенсируют друг друга.

Антенна представляет собой на резонансной частоте $f_{рез}$ систему проводников, эквивалентную по эффективности излучения в главном направлении трем полуволновым вибраторам. Диаграмма направленности антенны в горизонтальной плоскости имеет два максимума излучения, ориентированных в направлении нормали к плоскости расположения проводников l_1. Антенна обладает направленностью и в вертикальной плоскости. Активная составляющая входного сопротивления антенны на резонансной частоте равна $R_а$ (90—100) Ом, что обеспечивает хорошее согласование с 75-омным питающим фидером: к.б.в $\approx$ (0,7—0,8).

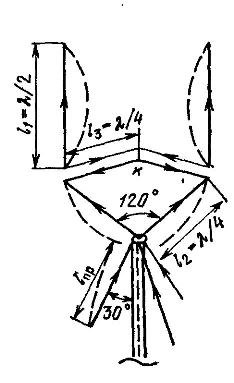


Рис. 38. Антенна из вертикальных гармониковых проводников

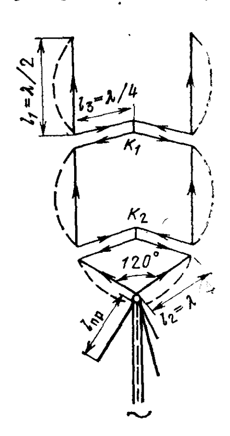


Рис. 39. Антенна из вертикальных удлиненных гармониковых проводников

Рассмотрим работу антенны при отклонении рабочей частоты от резонансной. При уменьшении частоты (увеличении длины волны) минимумы тока на гармониковых проводниках смещаются в сторону точек питания антенны. Первый минимум (нуль тока) всегда расположен на конце разомкнутого проводника как штыря, так и противовеса. На излучающих участках гармоникового проводника появляются противофазные токи. Участок l_3 начинает вносить свою долю искажений в диаграмму направленности. На выводах антенны появляется реактивная составляющая входного сопротивления емкостного характера.

По мере увеличения рабочей частоты (уменьшении длины волны) минимумы тока смещаются в противоположном направлении, что вместе с появлением излучения от участка l_3 ведет к появлению противофазных токов на излучающих участках гармоникового провода. На выводах антенны появляется реактивная составляющая входного сопротивления индуктивного характера.

Направленность антенны можно усилить за счет дальнейшего наращивания длины гармоникового провода (рис. 39). Принцип действия и размеры элементов антенны, схема которой приведена на рис. 39, аналогичны предыдущим. Следует отметить, что расфазировка ее при изменении частоты относительно резонансной наступает быстрее и резче, поскольку набеги фазы фактически удваиваются за счет двойного увеличения длины гармоникового провода. По к.н.д. антенна примерно эквивалентна пяти полуволновым вибраторам. Ее диаграмма направленности в горизонтальной плоскости по сравнению с предыдущим случаем не претерпевает изменения, а в вертикальной плоскости ширина диаграммы уменьшается почти вдвое.

Как первая, так и вторая антенны очень просты и неприхотливы в работе. Их некоторая громоздкость окупается сравнительно большой направленностью. Настройка антенны, как правило, не требуется. Однако по мере надобности ее можно провести изменением длины участков l_3, перемещая короткозамыкатели вправо (настолько же и влево) от точек K. Эти перемещения регулируют распределения токов на участках проводников от точек K до точек питания антенны, оставляя неизменным распределение тока на участках l_1 (для антенны рис. 38). Для антенны, приведенной на рис. 39, дело обстоит сложнее. Перемещая короткозамыкатели около точки K_2, производят регулировку токов, аналогичную той, что нужна для антенны на рис. 38. Перемещая же короткозамыкатели около точки K_1, изменяют дополнительно к первому случаю еще и распределение токов на средней части антенны. Поэтому регулировку более разветвленной и сложной антенны (рис. 39) надо начинать с точки K_1 и заканчивать точкой K_2. Пользуясь этими двумя степенями свободы, можно несколько расширить рабочий диапазон частот антенны, «уведя» регулировку антенны в точке K_1 влево от резонанса, а в точке K_2 — вправо.

Для образования требуемой конфигурации проводников в пространстве нужен силовой каркас. В качестве такого каркаса может быть взята диэлектрическая мачта с одной (двумя) реями и одной (двумя) распорками (рис. 40). Здесь пунктиром показаны расположения проводников в пространстве, а также установка изоляторов, на которых закрепляются проводники, чтобы они не касались рей и распорок (изоляторы 1) и друг друга при изгибах (изоляторы 3). Вариант, предложенный на рис. 40, не является обязательным. Однако он настолько прост, что может быть положен в основу любой другой модификации силового каркаса.

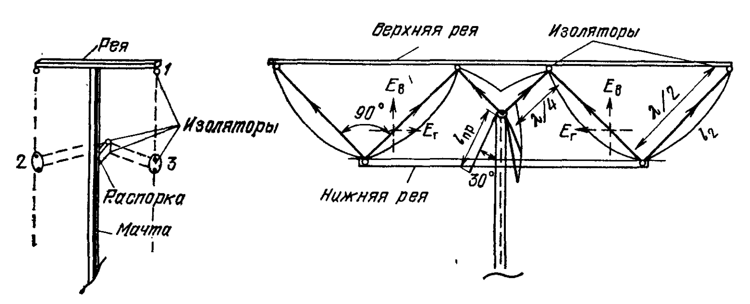


Рис. 40. Каркас для антенны из гармониковых проводников

Рис. 41. Антенна из горизонтальных гармониковых проводников

Разветвление гармониковых проводников в вертикальной плоскости не единственное решение задачи построения антенн вертикальной поляризации умеренной направленности. Гармониковые проводники для тех же целей можно разветвлять и в горизонтальной плоскости. Пример построения такой антенны показан на рис. 41. Антенна имеет несимметричное питание. Ее противовесы выполнены из трех проводников $l_{пр}=\lambda/4$. Они симметрично расположены вокруг оси мачты под углом 30° к ее оси. В точке закрепления концы противовесов гальванически соединены с экранной оболочкой фидера. Штыревая часть антенны выполнена из двух симметричных гармониковых проводников. Каждый из них состоит из отрезков l_1 и l_2, длины которых $l_1=\lambda/4$ и $l_2=\lambda/2$. Все отрезки

проводников имеют между собой угол 90°, тем самым каждый из них наклонен под 45° к плоскости горизонта. Такое расположение излучающих элементов в пространстве и их длины обеспечивают сложение в дальней зоне вертикальных составляющих поля излучения $E_в$ и вычитание горизонтальных составляющих поля излучения $E_г$. Как видно из рис. 41 (где для примера полные токи на двух отрезках проводников разложены на вертикальную и горизонтальную составляющие), все вертикальные составляющие токов оказываются направленными в одну сторону, т. е. сфазированными, а все горизонтальные направлены попарно встречно, т. е. попарно противофазны. Отмеченное обстоятельство и лежит в основе работы антенны, обеспечивая преимущественное излучение вертикальной составляющей вектора напряженности электрического поля.

В отличие от предыдущих конструкций здесь характерно отсутствие на резонансной частоте участков проводников с противофазным направлением токов, которые надо было бы искусственно свертывать, наподобие участков l_3 на рис. 38 и 39. Однако по мере отклонения частоты от резонансной такие участки начинают возникать и антенна теряет свои направленные свойства с одновременным ухудшением согласования с фидером.

Антенна двунаправленная: максимумы ее излучения лежат в направлении нормали к плоскости расположения гармониковых проводников. На практике необходимо осуществлять поворот антенны в горизонтальной плоскости, направляя (юстируя) максимум ее излучения на корреспондента.

В качестве силового каркаса для придания гармониковым проводникам в пространстве требуемой конфигурации можно применить две диэлектрические реи: верхнюю и нижнюю. В данной на рис. 41 схеме верхняя рея длиннее нижней. Однако брать это за правило не следует, поскольку при увеличении гармо-

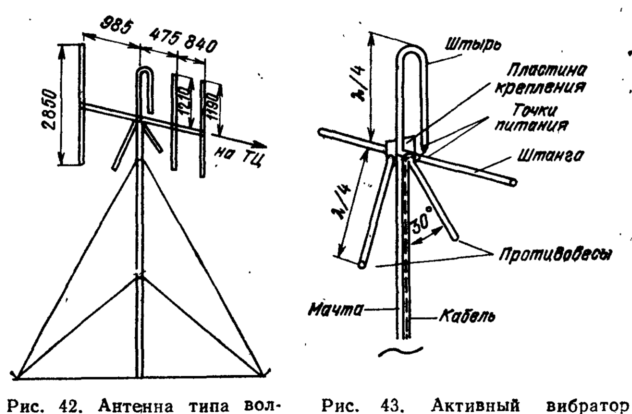


Рис. 42. Антенна типа волновой канал вертикальной поляризации

Рис. 43. Активный вибратор волнового канала

никового проводника еще на один отрезок длиной l_2 нижняя рея станет длиннее верхней, и направленность антенны в горизонтальной плоскости увеличится. Проводники к реям следует крепить на изоляторах.

В качестве антенн вертикальной поляризации можно применить хорошо известную антенну типа волновой канал. На рис. 42 приведена схема четырехэлементного волнового канала, размещенного на мачте. Антенна рассчитана для применения в диапазоне I телевизионного канала. Все вибраторы антенны кре-

пят на горизонтальной рее, направленной на телецентр своими короткими вибраторами (директорами). Особенность данной конструкции заключается в том, что здесь можно обойтись без изолятора. Конструкцию можно сделать целиком сварной. Эта возможность обеспечивается применением в качестве активного вибратора штыря-аналога петлевому вибратору Пистолькорса (рис. 43). Рисунок позволяет уяснить сочетания деталей антенны между собой и поясняет прокладку фидера и его включение в точки питания антенны.

Так как волновой канал — антенна очень популярная и литературы по ней опубликовано достаточно много, ограничимся лишь сообщением, что, взяв за основу схему рис. 43, можно добавлять к ней директоры и рефлектор по схемам, разработанным для антенн горизонтальной поляризации.

Укажем, что выполнение активного вибратора в виде петлевого излучателя выгодно с точки зрения получения достаточно большой активной составляющей входного сопротивления, которая в обычных условиях сильно уменьшена за счет наведенных сопротивлений со стороны рефлектора и директоров. Антенна (см. рис. 42) имеет к.н.д., изменяющийся в пределах 4—8 по диапазону частот (50—65) МГц с максимумом вблизи 57 МГц.

ДИАПАЗОННЫЕ АНТЕННЫ УМЕРЕННОЙ НАПРАВЛЕННОСТИ

Одновременно удовлетворить требования по направленным свойствам антенны и входным сопротивлениям в широком диапазоне частот достаточно сложно. Как правило, это достигается увеличением массы антенны, так как ее проводники делают либо длиннее, либо толще в поперечном сечении. Поэтому в ряде случаев здесь целесообразно применять диапазонные антенны, хорошо зарекомендовавшие себя как антенны горизонтальной поляризации. Так, на рис. 44 показана схема зигзагообразной антенны в конструктивном варианте, приспособленном для вертикальной поляризации.

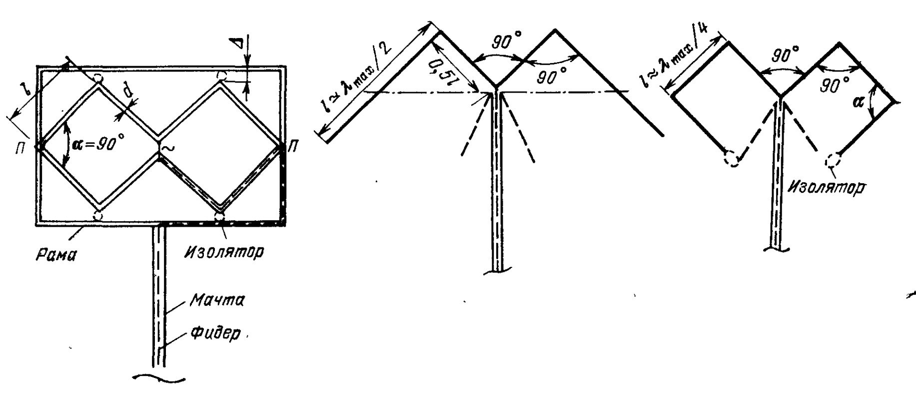


Рис. 44. Зигзагообразная антенна вертикальной поляризации

Рис. 45. Схема М-образной штыревой антенны

Рис. 46. Зигзагообразная несимметричная антенна

Отличительной особенностью конструкции является металлическая рама, крепящая на себе проводники полотна антенны. Точки *П* имеют нулевой потенциал. В них проводники накоротко соединены с рамой. Через одну из них проложен питающий фидер, закрепленный вдоль мачты и частично на сторонах рамы.

Антенна имеет симметричное питание. Конструктивно устройство может быть сварным целиком, если в качестве проводников будут взяты жесткие стержни. Если вместо стержней применена проволока или антенный канатик, то для закрепления полотна антенны на раме следует сделать изоляторы. Места их установки на рис. 44 показаны пунктиром. Параметры антенны во многом зависят от размеров ее элементов: длины стороны l, ширины (диаметра) d, угла α между сторонами. Наиболее употребительны на практике такие размеры:

$l \simeq 0{,}23\lambda_{max}$; $d \simeq (0{,}05—0{,}07)l$; $\alpha \simeq 90°$

(антенна допускает вариации по углу α в пределах (90—120°)). При этом антенна перекрывает примерно 2,5-кратный диапазон частот, хорошо согласуется с 75-омным фидером, имеет к.н.д. в пределах 4—10. Диаграмма направленности в горизонтальной плоскости имеет два максимума излучения, лежащих в направлении нормали к плоскости расположения проводников. Антенна требует юстировки в направлении на корреспондента.

На рис. 45 представлен так называемый М-излучатель. Своим названием он обязан конфигурации проводников штыревой части антенны. Антенна имеет несимметричное питание. Ее противовесная часть, показанная пунктиром, выполнена по тем же принципам как и в антенне, показанной на рис. 20. Штырь выполняют из жестких стержней, способных самостоятельно, без дополнительного каркаса, сохранять в пространстве свою конфигурацию.

В местах соединения отдельных стержней для дополнительной жесткости можно поставить усилительные косынки (распорки в виде треугольников).

Кроме этих мер обычно на практике перемыкают середины сторон проводников l между собой диэлектрической реей (на рис. 45 она намечена штрихпунктирной линией, закрепленной посередине к мачте). Эта рея может быть дополнительно использована и как опорный изолятор, фиксирующий точки питания антенны. Диаграмма направленности антенны в горизонтальной плоскости имеет два максимума излучения, ориентированных по нормали к плоскости расположения ее проводников. Антенна требует юстировки на корреспондента в горизонтальной плоскости. Длина ее стороны $l \approx 0{,}5\lambda_{ср}$, где $\lambda_{ср} = \sqrt{\lambda_{max}\lambda_{min}}$. Перекрытие по диапазону частот $K \simeq 1{,}5—2$. Антенна рассчитана для питания 75-омным коаксиальным кабелем.

На рис. 46 показана модификация М-антенны. Ее отличительная особенность заключена в дополнительном изгибе потенциального проводника, конец которого теперь подходит вплотную к концу проводников противовеса. Между этими проводниками поставлен диэлектрик-изолятор. Он механически скрепляет между собой свободно висящие проводники антенны и делает ее более жесткой и компактной. За счет компактности антенна несколько теряет направленность в горизонтальной плоскости. Конструктивные размеры антенны приведены на рис. 46, где $l \simeq \lambda_{ср}/4$; $\alpha \simeq 90°$. Антенна двунаправленная, с несимметричным питанием. Внешне она напоминает зигзагообразную антенну (рис. 44) и во многом повторяет ее свойства, в частности диапазонные и направленные.

Двунаправленность антенны, как и большинства предыдущих антенн, можно устранить с помощью рефлектора. Обычно рефлектор представляет собой сравнительно громоздкое сооружение, которое примерно вдвое увеличивает массу и парусность антенны. На его установку решаются лишь потому, что рефлектор вдвое увеличивает коэффициент усиления антенны. Рефлектор для М-антенны

и ее модификаций достаточно прост (рис. 47). Он состоит из трех трубок 1, расположенных вертикально. Длина каждой трубки составляет $0{,}5\lambda_{max}$.

Все трубки механически соединены между собой перемычками 2, за которые весь рефлектор двумя стержнями 3 закреплен к мачте. Перемычки расположены под углом друг к другу, что видно в плане рис. 47. На этом же рисунке показано, что центральная трубка 1 удалена от оси мачты на $0{,}23\lambda_{max}$, а

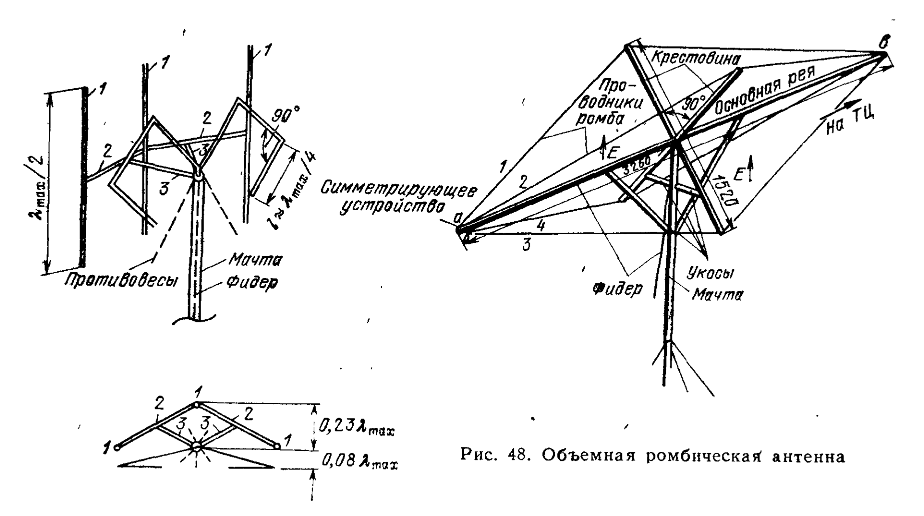


Рис. 47. Зигзагообразная несимметричная антенна с рефлектором

Рис. 48. Объемная ромбическая антенна

боковые трубки 1 удалены от проводников М-антенны всего лишь на $0{,}08\lambda_{max}$. Такая конфигурация рефлектора и размеры позволяют сохранить хорошее согласование антенны с 75-омным фидером и получить практически однонаправленное излучение. Следует обратить внимание на выполнение М-образного штыря. Его проводники расположены в разных плоскостях (см. вид в плане рис. 47). Верхние концы проводников от точки питания несколько поданы вперед (от рефлектора), чем улучшена центровка массы антенны относительно оси мачты.

Для работы на частотах в несколько сотен мегагерц, особенно в диапазоне 470—622 МГц (21—39 телевизионные каналы), представляет интерес объемная ромбическая антенна, схематично показанная на рис. 48. Такая антенна состоит из двух плоских ромбических антенн, проводники которых расположены во взаимно перпендикулярных плоскостях.

Точки питания плоских ромбических антенн общие, а противоположные концы проводников замкнуты между собой накоротко. Такая антенна имеет ряд положительных качеств. Ее диаграммы направленности, снятые в различных плоскостях, примерно одинаковы по углу раскрыва. Уровень обратного лепестка невелик, что свидетельствует об интенсивном излучении проводников объемного ромба. Параллельное включение проводников в точках питания со значительным разносом их в пространстве уменьшает волновое сопротивление антенны до 150 Ом. Последнее позволяет применить для питания 75-омный коаксиальный фидер с обеспечением в нем приемлемого режима работы. Коэффициент

усиления антенны изменяется от 80 до 50 при изменении отношения λ/λ_0 от 1 до 1,3, где λ — рабочая волна, а λ_0 — некоторая оптимальная длина волны, при которой направленность антенны достигает максимума.

Конструктивно объемная ромбическая антенна сравнительно проста. Она имеет небольшие парусность и массу для размеров, приведенных на рис. 48 и оптимальных для $\lambda_0=600$ мм. Каркас антенны состоит из основной реи и крестовины, изготовленных из деревянных брусков. Проводники натягивают между концами каркаса. Проводниками может служить медный провод диаметром 1—2 мм или антенный канатик. В точке *в* каркаса все проводники спаяны вместе, а в *а* и *б* — точках питания антенны — проводники попарно подключают к симметрирующему устройству: *1* и *2* к точке *а*, *3* и *4* к точке *б*. Если проводники к точкам питания подключить по-другому, то изменится ориентация вектора *E* напряженности электрического поля и прием ухудшится.

Антенна имеет симметричное питание. Максимум диаграммы направленности совпадает с осью основной реи антенны. Антенну нужно юстировать на телецентр.

Для повышения жесткости антенны каркас можно дополнить деревянными укосами. Однако нужно помнить, что большое число укосов и увеличение толщины элементов каркаса приводят к искажению диаграммы направленности. Поэтому все реи следует выполнять как можно меньшего сечения из сухого дерева, обработанного составами, препятствующими насыщению его влагой.

Симметрирующее устройство может быть выполнено так, как показано на рис. 49. Между симметрирующим устройством и основной реей помещают прокладку из органического стекла толщиной 10—15 мм. Кабель, например РК 75-9-13, подвязывают к основной рее и мачте. Конец кабеля на участке длиной около 300 мм освобождают от наружной оболочки и сгибают в петлю вокруг пенопластовой пластины толщиной 15 мм. Экранную оболочку петли замыкают накоротко кольцом из металлической ленты. Ее припаивают к экранной оболочке кабеля. На участке *а—б* петли удаляют и экранную оболочку кабеля, также стараясь не повредить его заполнения. Чтобы закрепить в местах надреза экранную оболочку кабеля, ее облуживают в виде кольцеобразных поясков шириной около 5 мм. К этим пояскам и припаивают проводники самой антенны. За пояском *б* накоротко замыкают экранную оболочку кабеля с центральным проводником, надавив жалом паяльника на кабель с противоположных сторон. Для предохранения от коррозии петлю сначала обматывают изоляционной полихлорвиниловой лентой, а затем помещают в полиэтиленовый чехол для предохранения от влаги.

В длинноволновом участке УКВ диапазона для увеличения направленности антенны можно пойти по пути построения сравнительно громоздкого, но простого по конструкции антенного устройства (рис. 50), состоящего из облучателя, рефлектора и такелажа. Облучателем может служить любая из штыревых антенн, рассмотренных нами. При выборе типа облучателя надо иметь в виду, что облучатель определяет диапазонные свойства антенны.

Рефлектор антенны образован группой проводников, расположенных полушатром. Все проводники соединены вместе на вершине, из которой они конусообразно расходятся в стороны, образуя крышу шатра. «Стены» шатра — вертикальные.

Проводники в них размещены равномерно по параболической поверхности. «Стены» шатра главным образом и определяют направленные свойства антенны,

которые зависят от раскрыва параболического рефлектора и числа размещенных в нем проводников (их может быть от 7 до 13). Чем больше число проводников, тем меньше прием с обратной стороны и выше к.н.д. антенны.

Такелажем антенны служат капроновые шнуры-оттяжки, которые придают проводникам рефлектора заданную форму. Оттяжки крепят одним концом в местах необходимого перегиба проводников рефлектора. В этих местах крыша шатра переходит в стенку. У поверхности земли оттяжки соединены вторыми концами с кольями. Чтобы мачта стояла устойчиво и вертикально, предусмотрена оттяжка-противовес, натянутая перед раскрывом рефлектора.

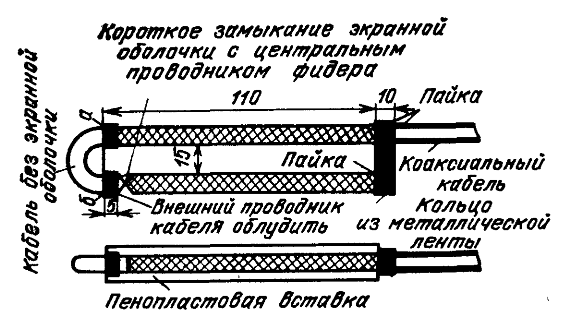


Рис. 49. Симметрирующее устройство для объемной ромбической антенны

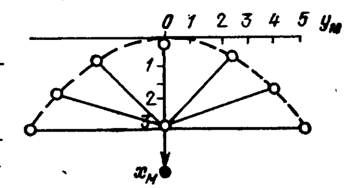


Рис. 50. Штыревая антенна с рефлектором параболического типа

Перед изготовлением антенны надо начертить ее в двух проекциях так, как показано на рис. 50. Проекция рефлектора на поверхность земли выглядит в виде параболической кривой, которая может быть определена соотношением $y^2=4Fx$, где F — фокусное расстояние параболы. Точка фокуса на оси x — проекция фокальной оси рефлектора. По фокальной оси располагают мачту, на которой закреплена штыревая антенна. Раскрыв рефлектора ограничен точками при $x=F$ и равен $2y$, т. е. $4F$ (на рис. 50 $F=3$ м). Для того чтобы крыша шатра не сказывалась на работоспособности антенны, мачта должна выступать над штырем на 5—5,5 м. Выступающий участок мачты должен быть диэлектрическим.

В длинноволновом участке УКВ диапазона для увеличения направленности приема можно также рекомендовать антенны, которые получаются путем модификации объемной ромбической антенны (см. рис. 48), предназначенной для применения в коротковолновом участке УКВ. Этому способствует простота конструкции объемного ромба при высокой эффективности. В метровом диапазоне волн представляется возможным опустить антенну с мачты на поверхность земли. Последнее обстоятельство, в свою очередь, создает возможности для проектирования других конструкций антенн.

Рассмотрим так называемую согнутую ромбическую антенну вертикальной поляризации, которая представляет собой верхнюю часть объемного ромба, опущенную на поверхность земли. Конструктивно она состоит из двух проводников *1* и *2* (см. рис. 48). Согнутая ромбическая антенна является антенной с несимметричным питанием. Точками ее питания будем считать точки *а* и *б*. В точку *б* помещают противовесную часть антенны, выполненную по схеме рис. 20.

Центральный проводник фидера подключают к точке *а*. Размеры конструктивных элементов согнутого ромба по сравнению с размерами объемного ромба надо увеличить. Увеличение производят пропорционально значению n: отношение длин волн, на которые рассчитаны обе антенны. Например, объемный ромб рассчитан для работы на частоте $f_0=600$ МГц, $\lambda_0=0{,}5$ м, а согнутый ромб на частоте $f'_0=60$ МГц, $\lambda'_0=5$ м. При этом $n=\lambda'_0/\lambda_0=f_0/f'_0=10$.

Основная рея в согнутом ромбе не нужна, ее заменяет поверхность земли. В точке *в* проводники *1—2* замкнуты накоротко. Точки питания антенны *а—б* и точку *в* приподнимают над землей на опорах — шестах, высотой до $h_1\approx\lambda'_0/2$ (в нашем примере до 2,5 м). Для согнутого ромба крестовина превращается в V-образную опору, которая придает его проводам *1—2* нужную в пространстве конфигурацию. В то же время провода *1—2* поддерживают V-образную опору в вертикальной плоскости, не позволяя ей отклоняться от заданного положения. Высота h_2 проводников над землей в точках их закрепления на V-образной опоре должна быть около $h_2\approx1{,}25\lambda'_0\approx6\div6{,}5$ м. Длина стороны согнутого ромба (от точек питания до точки перегиба на V-образной опоре или от последней точки *в*) $l'\approx30$ м. Таким образом, согнутый ромб требует для своего размещения большой площадки и в этом его недостаток. Однако к.н.д. согнутого ромба тоже относительно велик. В максимуме он может достигать $D=70$—80. В горизонтальной плоскости ширина ДН согнутого ромба по половинной мощности составляет 10—20°, поэтому следует уделить должное внимание при его ориентации на корреспондента (на телецентр).

Объемный ромб (см. рис. 48) можно трансформировать в объемную V-образную антенну, которая в метровом диапазоне волн конструктивно проще объемного ромба. V-образную объемную антенну получают из половины объемного ромба, путем отбрасывания другой, расположенной за крестовиной. Объемная V-образная антенна — антенна симметричная. Ее точками питания являются точки *а—б*. Фидер к точкам *а—б* подводится через симметрирующее устройство (см. рис. 49). Размеры симметрирующего устройства надо увеличить пропорционально коэффициенту n (за исключением диаметра кабеля). Крестовину своими нижними точками устанавливают на земле. Проводники *1—2* и *3—4* на ее концах остаются разомкнутыми. Точки питания *а—б* размещают на опоре, высота которой соответствует высоте центра крестовины. Размеры антенны сокращаются вдвое по длине. Однако вместе с ними тоже примерно в два раза ухудшаются и ее направленные свойства. Антенна становится менее критичной к точности юстировки на корреспондента.

Согнутый ромб и объемная V-образная антенна имеют широкий диапазон рабочих частот. Их перекрытие по частоте достигает $K=2$.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

Давыденко Ю. И., Нечаев Н. Т. Особенности распространения метровых радиоволн. — М.: Воениздат, 1963. — 110 с.

Долуханов М. П. Распространение радиоволн. — М.: Госиздат, 1952. — 491 с.

Бекетов В. И., Харченко К. П. Измерения и испытания при конструировании и регулировке радиолюбительских антенн. — М.: Связь, 1971. — 303 с.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Константин Павлович Харченко

АНТЕННЫ ВЕРТИКАЛЬНОЙ ПОЛЯРИЗАЦИИ

Редактор О. П. Фролов
Редактор издательства Н. В. Ефимова
Художественный редактор Н. С. Шеин
Технический редактор Л. А. Горшкова
Корректор Л. А. Буданцева

ИБ № 863

Сдано в набор 25.10.83 г. Подписано в печать 06.01.84 г.
Т-03208 Формат 60×90/16 Бумага тип. № 3 Гарнитура литературная Печать высокая
Усл. печ. л. 3,0 Усл. кр.-отт. 3,25 Уч.-изд. л. 3,76 Тираж 20 000 экз. Изд. № 19914
Зак. № 117 Цена 25 к.
Издательство «Радио и связь». 101000 Москва, Почтамт, а/я 693

Московская типография № 5 ВГО «Союзучетиздат»
101000 Москва, ул. Кирова, д. 40